
ОСНОВЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ



6Ф2.4
О-75
УДК 62—519

Основы радиоправления. Под ред. В. А. Вейцеля и В. Н. Типугина. Учебное пособие для вузов. М., «Сов. радио», 1973, 464 с.
Авт.: Березин Л. В., Вейцель В. А., Волковский С. А., и др.

Излагаются вопросы теории и расчета радиоэлектронных средств, используемых в системах управления реактивными снарядами и космическими аппаратами. Большое внимание уделяется принципам и способам слеящего и корректирующего радиоправления. Приводятся сведения о методах наведения, кинематике и динамике полета снарядов, а также сведения из небесной механики, необходимые при рассмотрении управления орбитальным движением космических аппаратов. Радиоэлектронные средства рассматриваются с учетом особенностей их работы в качестве отдельных радиозвеньев в замкнутом контуре системы управления. Анализируются и оцениваются ошибки наведения и контроля траектории, обусловленные действием радиопомех. Методы проектирования систем радиоправления и командно-измерительных комплексов рассматриваются с позиций теории больших систем.

Книга является учебным пособием для соответствующих специальностей высших учебных заведений и может быть использована радиоинженерами, работающими в области радиоправления.

Табл. 6 рис. 201, библи. назв. 107

А в т о р ы

БЕРЕЗИН Л. В., ВЕЙЦЕЛЬ В. А., ВОЛКОВСКИЙ С. А.,
ЖОДЗИШСКИЙ А. И., ЖОДЗИШСКИЙ М. И., КАРАНДАСОВ В. И.,
ТИПУГИН В. Н., ЧАЛОВ В. К.

Р е ц е н з е н т ы: кафедра радиотехнических систем Московского энергетического института и д-р техн. наук, проф.
М. В. Максимов.

О $\frac{0344-079}{046(01)-73}$ 89-73

© Издательство «Советское радио», 1973 г.

ВВЕДЕНИЕ

Радиоуправление — это область радиоэлектроники, изучающая методы управления какими-либо аппаратами или процессами с помощью радиосредств. Радиоуправление представляет собой частный случай более общего понятия — управление. Управление означает совокупность действий для целенаправленного изменения состояния некоторого объекта, называемого управляемым объектом (УО). Можно определить цель управления как желаемый результат, который должен быть достигнут в процессе управления, а систему управления как совокупность средств, предназначенных для осуществления управления. Часто различные элементы системы управления находятся на значительном расстоянии друг от друга и передача управляющих воздействий производится с помощью радио. Радиосредства в системе, в свою очередь, образуют радиосистемы, в задачу которых входит передача, извлечение и обработка различной информации. В тех случаях, когда радиосредства участвуют в выполнении основных функций управления, можно говорить о системах радиоуправления.

Управляемые объекты в системах радиоуправления могут предназначаться для решения самых различных задач в промышленности, на транспорте и в военном деле. В зависимости от задачи и вида управляемого объекта выбирается принцип действия и технические характеристики системы радиоуправления.

В настоящей книге рассматриваются, главным образом, системы радиоуправления для двух типов управляемых объектов — атмосферных реактивных снарядов и космических аппаратов. Для каждого из них существуют свои характерная структура системы радиоуправления и методы управления. Существенно различаются также и условия работы рассматриваемых радиосистем. Соответствующие вопросы излагаются в гл. 1 применительно к задачам управления снарядами и в гл. 2 — к задачам управления космическими аппаратами.

Наличие радиосредств в системах управления приводит к необходимости учитывать возможность воздействия на процесс управления специфических радиопомех. В тех случаях, когда речь идет об управляемом оружии, такие помехи могут специально организовываться противником. Следовательно, при разработке систем радиоуправления одной из центральных задач является обеспечение их помехозащищенности, поскольку для борьбы с управляемыми по радио снарядами могут оказаться весьма эффективными средства радиопротиводействия. Таким образом, здесь возникает взаимодействие двух противоборствующих стремлений — обеспечить помехозащищенность системы управления, с одной стороны, и создать эффективную

систему радиопротиводействия, с другой. Рассмотрению общих путей решения этих вопросов посвящена гл. 3 данной книги.

Одной из главных задач радиоуправления является управление движением различных объектов. В свою очередь управление движением летательного аппарата разделяется на управление перемещением центра масс объекта (управление полетом) и управление поворотом аппарата относительно центра масс (управление ориентацией). Другая задача заключается в управлении работой бортовых приборов и агрегатов. Системы, предназначенные для этой цели, имеют ряд специфических особенностей и носят название радиотелемеханических систем. Эти системы рассматриваются в гл. 8 настоящей книги.

Пространственные координаты реактивного снаряда или космического аппарата, ориентация его осей, состояние бортовых агрегатов и т. д. в каждый момент времени могут быть охарактеризованы некоторыми обобщенными векторами, образующими в совокупности вектор состояния объекта $\vec{\gamma}_0$. Цель управления также может быть задана требуемым вектором состояния $\vec{\gamma}_ц$. Разность этих двух векторов $\vec{\Delta\gamma}$ является вектором рассогласования. Задача управления состоит в уменьшении вектора рассогласования до значений, меньших некоторой заданной величины, после чего цель управления считается достигнутой. Таким образом, в системе радиоуправления необходимо получать информацию о векторах состояния $\vec{\gamma}_0$ и $\vec{\gamma}_ц$ и вырабатывать управляющее воздействие, изменяющее $\vec{\gamma}_0$ таким образом, чтобы $\vec{\Delta\gamma}$ было меньше определенной величины, соответствующей заданной точности управления.

В литературе, посвященной радиоуправлению, используются различные классификации систем управления в зависимости от задачи, которую ставят перед собой авторы. В данной книге в основу классификации положены признаки, удобные с точки зрения специалистов по радиоэлектронике. Системы радиоуправления различаются по способу получения информации о векторах состояния $\vec{\gamma}_0$ и $\vec{\gamma}_ц$ и способу использования ее для воздействия на объект. С этих позиций можно выделить четыре основных способа радиоуправления: командное радиоуправление, радиотеленаведение, самонаведение и автономное радиоуправление. Первый и четвертый способы могут применяться как для систем управления движением, так и в радиотелемеханических системах. Вторым и третьим — только для управления движением. Этим четырем способам радиоуправления посвящены, соответственно, гл. 4, 5, 6 и 7. Основное внимание уделяется рассмотрению принципов действия радиосистем, их технических характеристик, определяющих успешное функционирование систем, видов ошибок и методов их расчета. Анализ взаимодействия и комплексного применения разнообразных радиосредств используется для того, чтобы показать, как разрабатываются технические условия на отдельные

радиоустройства и определяются исходные данные для их проектирования.

Глава 9 посвящена описанию принципов проектирования систем радиоуправления, вытекающих из общей теории больших систем. Задача этой главы — показать радиоспециалистам, как следует определять величины, влияющие на выбор основных параметров радиосистем, связывая чисто радиотехнические проблемы с решением общей тактической задачи.

Для правильного подхода к проектированию собственно радиоэлектронных устройств и для успешного взаимопонимания и взаимодействия со специалистами, совместно решающими общую задачу разработки комплексов и систем управления, необходимо радиоспециалисту дать некоторые сведения по отдельным нерадиотехническим вопросам, прежде всего по кинематике и динамике движения летательного аппарата.

Книга рассчитана на читателя, знакомого с основными разделами высшей математики, общей радиотехники, теории автоматического регулирования и вычислительными устройствами в объеме курсов, читаемых в высших технических учебных заведениях.

Все конкретные примеры, касающиеся конструктивных решений, технических и тактических оценок и характеристик, базируются на материалах зарубежной технической литературы.

Перечень использованной литературы приведен в конце книги; в нем особо выделен список основной литературы, в который включены фундаментальные работы, посвященные радиоуправлению, а также учебники и учебные пособия, излагающие предметы, знание которых необходимо для успешной работы с данной книгой.

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ СНАРЯДАМИ

§ 1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УПРАВЛЯЕМЫХ СНАРЯДАХ

Работы по использованию средств радиотехники для управления на расстоянии, т. е. работы по радиоуправлению, начались еще до первой мировой войны. Однако до начала второй мировой войны радиоуправление практического применения, по существу, не получило. Положение резко изменилось только начиная с 40-х годов. Особенно большие успехи были достигнуты в области управления беспилотными летательными аппаратами. Причиной этого были два следующих обстоятельства:

— успешное использование созданного к этому времени реактивного оружия (беспилотных летательных аппаратов, снабженных реактивным двигателем) во многих случаях оказалось возможным только на базе широкого применения радиоуправления;

— создание к 40-м годам достаточно эффективных средств визирования (радиолокаторов) управляемых объектов и целей.

Следует отметить, что разработка беспилотных летательных аппаратов, снабженных реактивным двигателем, несколько опередила разработку необходимых для управления средств радиолокации. Поэтому первые управляемые по радио беспилотные летательные аппараты, получившие практическое применение, или наводились на неподвижные цели с неподвижного пункта управления (немецкие баллистические ракеты дальнего действия [17]), или управлялись с помощью оптических средств (разработанные во время второй мировой войны планирующие торпеды и бомбы, наводимые с самолета на крупные наземные и надводные цели). Разработка практически приемлемых зенитных и авиационных снарядов, управляемых по радио, оказалась возможной только на базе использования радиолокации.

Различают два основных вида реактивного оружия: атмосферные беспилотные летательные аппараты, которые в дальнейшем будем называть управляемыми снарядами, и баллистические ракеты, основная траектория полета которых происходит в ближнем космосе, вне атмосферы. В настоящей главе рассматриваются управляемые реактивные снаряды.

Управляемые снаряды благодаря наличию реактивного двигателя обладают большой дальностью полета (до нескольких сотен и тысяч километров). Большинство таких снарядов имеют высокие скорости полета (до нескольких единиц M^*); такая скорость достигается при

* M — число Маха, равное отношению скорости движения тела к скорости распространения звука в атмосфере.

ускорениях до (10—30) g [22]. Поэтому отрезок времени, в течение которого набирается необходимая скорость полета, невелик (от нескольких секунд до минут). Высокие скорости полета существенно усложняют уничтожение снарядов в полете.

Баллистические ракеты относятся к космическим летательным аппаратам и рассматриваются в гл. 2 совместно с искусственными спутниками Земли (ИСЗ), лунными и межпланетными космическими аппаратами.

Реактивное оружие может эффективно использоваться для борьбы с самыми разнообразными объектами противника: самолетами, кораблями, радиолокационными станциями, средствами ПВО, промышленными объектами и т. п. Однако преимущества реактивного оружия, определяемые большой дальностью действия и высокой скоростью полета, возможно реализовать только при условии, что будет обеспечена необходимая вероятность поражения цели. Важнейшим фактором, определяющим вероятность поражения цели, является точность наведения снаряда на цель. Большие дальности действия и возможные маневры цели предопределяют необходимость управления движением реактивного снаряда во время полета. Одним из наиболее эффективных путей решения проблемы управления полетом является радиоуправление.

Применение радиоуправления связано в общем случае с наличием радиотехнических средств визирования для определения параметров движения целей и снарядов, которые часто дополняются радиотехническими средствами передачи команд с пункта управления на снаряд и иногда различных данных со снаряда на пункт управления. Управление по радио может быть нарушено организацией и искусственных радиопомех. Проблема обеспечения помехозащищенности во многом определяет принцип действия и аппаратный состав применяемых радиотехнических средств.

Управляемые снаряды будем классифицировать по месту их старта и расположению цели (поверхность Земли или моря, летательный аппарат). В соответствии с этим принципом выделяют снаряды «Поверхность — Воздух», «Поверхность — Поверхность», «Воздух — Воздух» и «Воздух — Поверхность». Первое слово в каждой из приведенных пар определяет расположение стартовой позиции, а второе — расположение цели.

В качестве примера приведем некоторые характерные данные управляемых снарядов различных классов [81]:

Тактические снаряды «Поверхность — Воздух» — это, в основном, зенитные управляемые реактивные снаряды (ЗУРС'ы). Их ориентировочные тактико-технические показатели: длина — около 5 м, диаметр — менее 0,5 м, размах крыльев превышает 1,0 м. Стартовый вес — порядка полутонны, дальность полета несколько десятков километров при скорости до 2500 км/час. Подобный снаряд имеет возможность поражать цели, летящие на высотах до 15—20 км.

Снаряды класса «Поверхность — Поверхность» средней дальности действия имеют стартовый вес порядка нескольких тонн, длина снаряда около 10 м, максимальная дальность действия до 1000 км, вы-

сота полета от 300 до 12 000 м при скорости около 1000 км/час. К этому классу относятся также противотанковые управляемые реактивные снаряды (ПТУРСы), максимальная дальность действия которых не превосходит нескольких километров при стартовом весе $20 \div 40$ кг, длине около 1 м и диаметре порядка 0,2 м.

Снаряды «Воздух — Воздух» предназначены для ведения воздушного боя. В качестве примера можно привести снаряд длиной 3,5 м, диаметром 0,22 м со стартовым весом 170 кг. Максимальная дальность действия — десятки километров при скорости полета более 2М.

Снаряды «Воздух — Поверхность» предназначены для вооружения самолетов. Тактико-технические показатели снарядов этого класса видны из следующего примера: длина около 3 м, диаметр поряд-

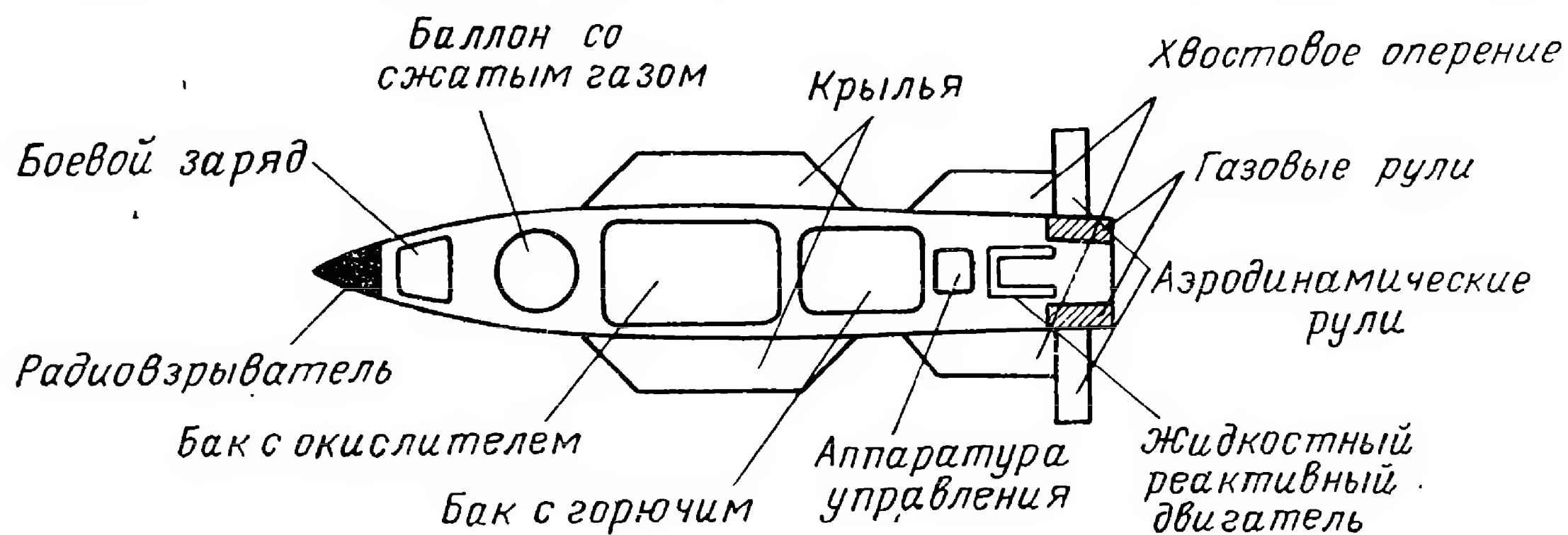


Рис. 1.1. Компоновочная схема снаряда класса «Поверхность — Поверхность».

ка 0,2 м, стартовый вес приближается к 200 кг. Максимальная дальность действия таких снарядов обычно зависит от высоты полета самолета-носителя в момент пуска и может составлять несколько десятков километров и более при запуске с высоты около 10 км. Скорость полета снаряда до 2500 км/час.

Приведенные примеры наглядно показывают, что снаряды различных классов имеют существенно различные тактико-технические показатели. Следует отметить, что и конструктивно-технические решения снарядов могут так же сильно различаться. В качестве примера на рис. 1.1 представлена компоновочная схема снаряда класса «Поверхность — Поверхность». Корпус, боевой заряд со взрывательным устройством, аппаратура управления, органы управления движением (рули), двигатель (или несколько двигателей), топливные баки — элементы, характерные для управляемых снарядов всех классов. При испытаниях управляемых снарядов на борту дополнительно располагают радиотелеметрическую аппаратуру.

§ 1.2. ТРАЕКТОРИИ ПОЛЕТА И МЕТОДЫ НАВЕДЕНИЯ

1. Этапы наведения управляемого снаряда на цель

Наведение управляемого снаряда состоит в определенной организации его движения для достижения необходимой вероятности поражения цели. Движение снаряда определяется заданным законом управления. Закон или алгоритм управления

в общем случае может быть задан в виде функциональной зависимости команды управления (\vec{u}_k) от величин, характеризующих координаты цели, снаряда и пункта управления*)

$$\vec{u}_k(t) = f(\vec{\lambda}_c, \vec{\lambda}_{cn}, \vec{\lambda}_{пy}), \quad (1.2.1)$$

где $\vec{\lambda}_c$, $\vec{\lambda}_{cn}$, $\vec{\lambda}_{пy}$ — векторы, определяющие текущие параметры положения и движения цели, снаряда и пункта управления соответственно.

Вид функции $f(\dots)$ определяется на основе имеющейся априорной информации, например характеристик цели, дальности действия, характеристик боевой части управляемого снаряда и т. п.

Весь полет снаряда может быть разбит на следующие этапы: выведение на траекторию; сближение с целью (этап наведения); движение после прекращения работы системы управления.

Необходимая форма траектории снаряда на первом этапе определяется начальными условиями пуска. Характеристики траектории зависят от способа старта (с направляющих, с катапультированием, с применением стартовых двигателей, с использованием силы тяжести), места старта (Земля, корабль, самолет), характеристик снаряда на этапе его разгона и условий тактической обстановки. Существенными также являются начальные условия перехода ко второму этапу.

На этапе сближения с целью движение снаряда осуществляется по траекториям, которые определяются используемым законом (алгоритмом) управления.

Последний этап соответствует движению снаряда на участке, называемом мертвой зоной. Под мертвой зоной понимают конечный отрезок траектории, в пределах которого система управления не работает. Величина этого отрезка, или радиус мертвой зоны, обычно не превышает нескольких сотен метров.

В настоящем разделе рассматриваются траектории полета, соответствующие этапу наведения. Этот этап, как правило, существенно продолжительнее (по времени и по длине отрезка на траектории) первого и последнего этапа вместе взятых. Закон управления, применяемый на этапе наведения, определяет основной состав радиотехнических средств, используемых для управления снарядом. Точность наведения снаряда на цель также во многом определяется качеством работы системы управления на этом этапе.

2. Требования к траекториям полета

Непосредственной задачей наведения управляемых снарядов является их вывод в точку встречи с целью с заданной точностью. Две точки — старта и встречи с целью могут быть соединены множеством разных кривых, соответствующих различным траекториям полета.

*) В дальнейшем будет показано, что существуют такие способы управления движением снарядов, в которых пункт управления не используется.

При выборе траектории надо стремиться к уменьшению ее кривизны. В этом случае уменьшается время наведения и снижаются требования к маневренности снаряда. Количественным показателем маневренности снаряда является минимально допустимый радиус кривизны траектории снаряда $\rho_{\text{сн мин}}$ или максимальное поперечное ускорение $\omega_{\text{п макс}}$. Значение минимального радиуса кривизны при постоянной скорости полета снаряда $v_{\text{сн}}$ связано с величиной максимального ускорения, которое должен развивать снаряд, следующей формулой

$$\omega_{\text{п макс}} = \frac{v_{\text{сн}}^2}{\rho_{\text{сн мин}}} \quad (1.2.2)$$

Вместо абсолютной величины максимально допустимого ускорения пользуются также понятием коэффициента перегрузки. Коэффициент перегрузки определяется следующим образом:

$$\eta_p = \frac{\omega_{\text{п макс}}}{g} = \frac{v_{\text{сн}}^2}{g \rho_{\text{сн мин}}}, \quad (1.2.3)$$

где g — ускорение силы тяжести.

Заметим, что самолет, управляемый летчиком, не может развивать поперечных ускорений, превышающих нескольких g , так как пилот, осуществляющий активное управление, не выдерживает больших перегрузок. Беспилотные снаряды класса «Воздух — Воздух», «Поверхность — Воздух» могут выдерживать перегрузки до $10g$ и более [6].

Траектория снаряда зависит от используемого метода наведения. Метод наведения полностью определяет кинематическую траекторию снаряда (КТС). Кинематические траектории называют также опорными. При расчете кинематической траектории управляемый снаряд, пункт управления и цель рассматриваются как точки, а работа системы управления идеализируется, т. е. считается, что она обеспечивает точное исполнение заданного закона управления.

Если учесть ограниченную маневренность снаряда и инерционность системы управления, то можно рассчитать динамическую траекторию снаряда (ДТС).

И, наконец, учитывая влияние различного рода случайных возмущений в процессе полета (случайные порывы ветра, эксцентриситет силы тяги двигателя, собственные шумы устройств управления, помехи, организованные противником и т. д.), получим фактическую траекторию снаряда (ФТС) (см. рис. 1.2.).

Отличие динамической траектории от кинематической вызвано наличием динамических ошибок управления. Динамические ошибки тем больше, чем больше инерционность или постоянная времени системы управления.

Отличие фактической траектории от динамической определяется флюктуационными ошибками, которые, уменьшаются с ростом инерционности системы, так как при большей инерционности улучшается сглаживание случайных возмущений.

На рис. 1.2 отмечена расчетная точка встречи снаряда с целью. Это точка пересечения (а в отдельных случаях точка касания) кинематической траектории снаряда с траекторией цели при условии, что снаряд и цель оказываются в этой точке одновременно.

Все траектории — кривые в трехмерном пространстве (на рис. 1.2 для простоты представлен плоский случай). Если $\vec{r}(t)$ обозначает век-

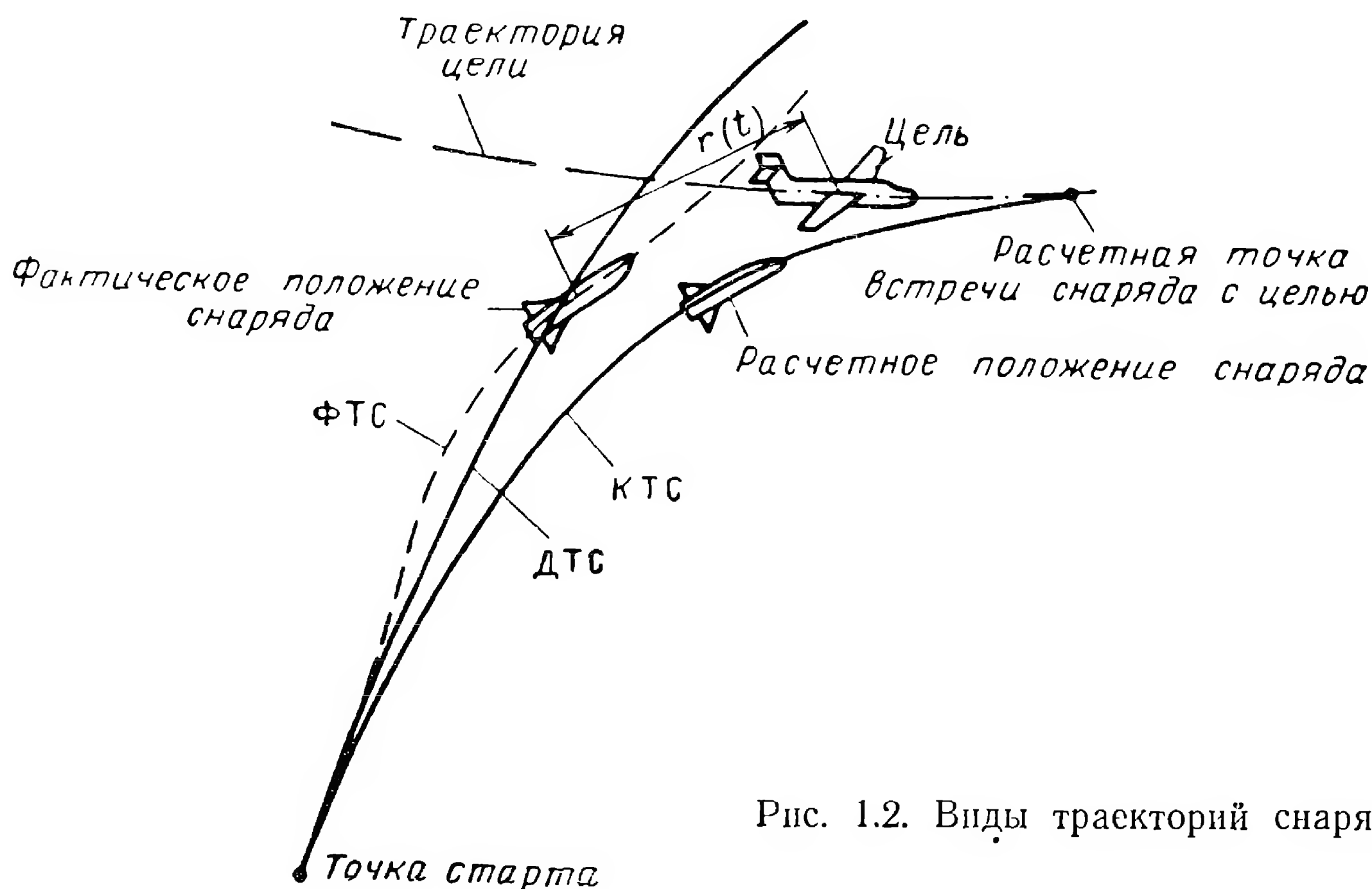


Рис. 1.2. Виды траекторий снарядов.

тор текущего расстояния между снарядом и целью, то в точке встречи $|\vec{r}(t_{\text{встр}})| = 0$. В общем случае из-за несовпадения фактической и кинематической траекторий «встречи» снаряда с целью в прямом смысле этого слова не происходит. Минимальное значение модуля вектора текущего расстояния ($|\vec{r}(t)| = \min$) называют **п р о м а х о м**.

При неудачном выборе КТС на ней могут оказаться участки с малым радиусом кривизны $\rho_{\text{сн мин}}$, на которых снаряду необходимо развивать поперечное ускорение, большее максимально возможного. При этом будет наблюдаться «сход» снаряда с кинематической траектории, в результате чего фактическая траектория будет существенно отличаться от кинематической.

3. Системы координат

Рассмотрим системы координат, используемые для описания движения снаряда, цели и пункта управления (если цель и пункт управления подвижны).

Перемещение всех трех объектов часто описывают в неподвижной земной декартовой системе координат $Ox_{\text{зм}}y_{\text{зм}}z_{\text{зм}}$. За начало этой системы координат принимается какая-либо точка O на земной поверхности, ось $y_{\text{зм}}$ направлена вертикально

вверх, оси $x_{зм}$ и $z_{зм}$ лежат в плоскости местного горизонта неподвижно относительно земной поверхности. Эта система координат, как и все другие, используемые в книге, является п р а в о й.

Если центр системы координат расположить на пункте управления или снаряде, а оси оставить параллельными осям земной системы координат $Ox_{зм} y_{зм} z_{зм}$, то получим з е м н ы е с и с т е м ы к о о р д и

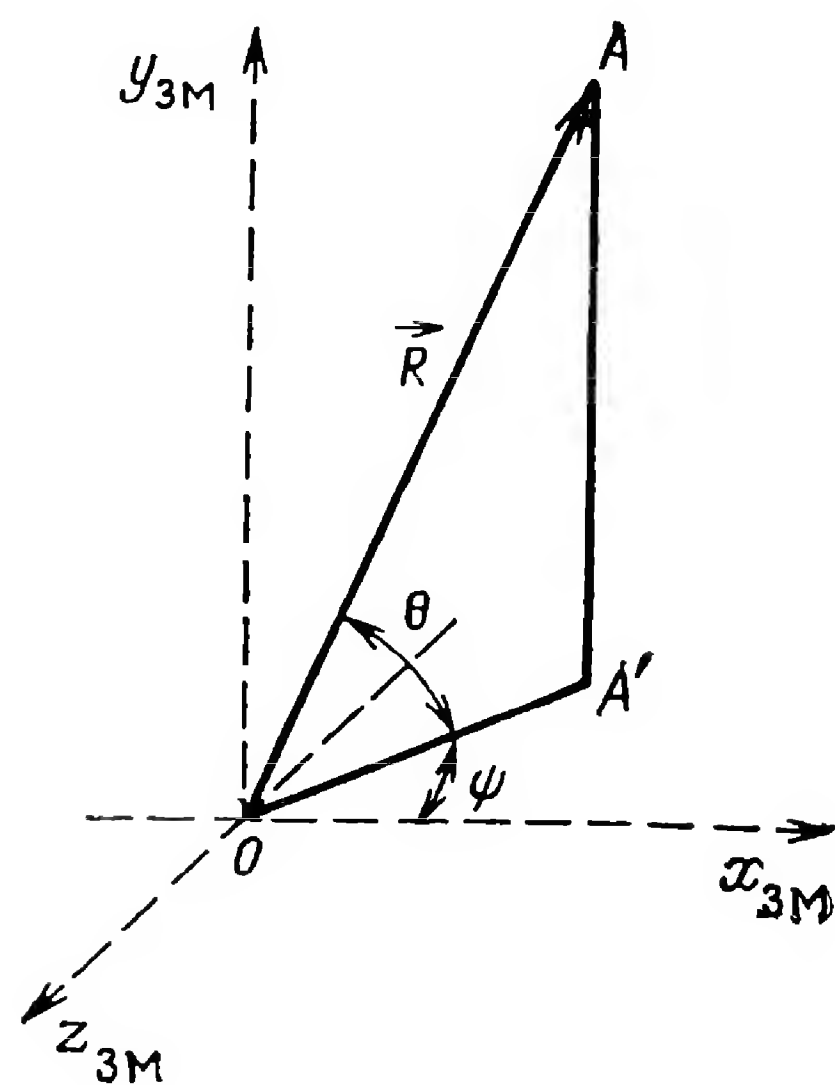


Рис. 1.3. Земная система координат.

н а т, связанные соответственно с пунктом управления $Ox_{зп} y_{зп} z_{зп}$ и снарядом $Ox_{зсн} y_{зсн} z_{зсн}$.

Земной декартовой системе координат $Ox_{зм} y_{зм} z_{зм}$ соответствует сферическая земная система координат, в которой положение объекта характеризуется наклонной дальностью R , углом места θ и азимутальным углом ψ (рис. 1.3).

При расположении начала земной системы координат на пункте управления радиус-вектор от начала координат до снаряда будем обозначать через $\vec{R}_{сн}$, радиус-вектор от начала координат до

цели — через $\vec{R}_{ц}$, азимутальный угол и угол места снаряда — через $\psi_{аз}$ и $\theta_{сн}$, а соответствующие углы цели — через $\psi_{ца}$ и $\theta_{ц}$.

В дальнейшем используется также с в я з а н н а я с корпусом снаряда система координат $Ox_{сн} y_{сн} z_{сн}$. Начало этой системы располагают в центре масс снаряда. Ось $x_{сн}$ совпадает с продольной осью снаряда и направлена в сторону его головной части. Ось $y_{сн}$ лежит в «вертикальной»*) плоскости симметрии снаряда и направлена вверх, а ось $z_{сн}$ направлена так, чтобы система координат была правой.

Положение связанной системы координат относительно земной (ориентация снаряда в пространстве) характеризуется тремя углами: тангажа φ_T , курса φ_K и крена $\gamma_{кр}$. У г л о м т а н г а ж а называется угол между осью снаряда $x_{сн}$ и горизонтальной плоскостью. К у р с о в о й у г о л φ_K определяется как угол между проекцией оси снаряда на горизонтальную плоскость и осью $x_{зм}$ земной системы координат. Наконец, у г о л к р е н а $\gamma_{кр}$ — угол между осью $y_{сн}$ и вертикальной плоскостью, содержащей ось $x_{сн}$.

Кроме упомянутых, существует с к о р о с т н а я с и с т е м а к о о р д и н а т $Ox_{ск} y_{ск} z_{ск}$, связанная с вектором скорости снаряда. Центр этой системы координат также совмещен с центром масс снаряда. Ось $x_{ск}$ направлена вдоль вектора скорости $\vec{v}_{сн}$. Ось $y_{ск}$ лежит в вертикальной плоскости.

*) Название «вертикальная» плоскость симметрии является условным. Эта плоскость совпадает с вертикальной плоскостью земной системы координат только при полете снаряда без крена.

Положение скоростной системы координат относительно земной характеризуют двумя углами: углом отклонения траектории снаряда $\gamma_{сн}$ и углом наклона траектории снаряда $\gamma'_{сн}$. Угол отклонения траектории снаряда — угол между проекцией вектора скорости $\vec{v}_{сн}$ на горизонтальную плоскость и осью $x_{зм}$ земной системы координат. Напомним, что вектор скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ всегда ориентирован по касательной к траектории полета. Угол наклона траектории снаряда представляет собой угол между вектором скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ и горизонтальной плоскостью.

Взаимное положение скоростной и связанной систем координат характеризуется углом атаки α_a и углом скольжения α_c . Углом атаки называется угол между проекцией вектора скорости $\vec{v}_{сн}$ на плоскость симметрии снаряда и осью $x_{сн}$. Углом скольжения α_c называется угол между вектором скорости $\vec{v}_{сн}$ и «вертикальной» плоскостью симметрии снаряда.

При изучении динамики движения тела обычно пользуются инерциальными системами координат, находящимися в состоянии покоя или равномерного прямолинейного движения относительно «абсолютно неподвижного» пространства. Неподвижная земная система координат из-за движения Земли не является инерциальной. Учет этого движения для космических аппаратов обязателен, а для атмосферных управляемых снарядов с ним, в первом приближении, можно не считаться. Поэтому в дальнейшем в этой главе неподвижную земную систему координат будем считать совпадающей с инерциальной.

На борту движущегося объекта невращающаяся относительно мирового пространства система координат $Ox_T y_T z_T$ с определенной точностью может быть реализована с помощью позиционных гироскопов (см. § 1.4.3). Подобная гироскопическая система координат в общем случае не является инерциальной, поскольку центр масс объекта, с которым совмещают начало гироскопической системы координат, может двигаться ускоренно. В начальный момент (при раскрутке или разарретировании гироскопов) оси гироскопической и связанной систем координат могут совпадать. В процессе полета связанная система координат поворачивается относительно гироскопической на некоторые углы по тангажу, курсу и крену. Эти углы в гироскопической системе координат определяются аналогично тому, как они определялись в земной системе.

При рассмотрении систем радиоуправления пользуются также понятиями измерительной, командной и исполнительной систем координат.

В измерительной системе координат $Ox_{и} y_{и} z_{и}$ определяют параметры движения (например, дальность, угловые координаты, а также производные по времени от этих величин) в общем случае как целей, так и управляемых снарядов. Начало измерительной системы коорди-

нат, как правило, совмещают с местом расположения средств визирования объектов. При измерении координат объекта относительно земной поверхности оси измерительной системы координат совмещают с осями земной системы координат. При этом часто говорят о таких координатах объектов, как наклонная дальность, углы места и азимут. В других случаях может потребоваться измерение отклонения снаряда от направления на цель; тогда обычно ось x_{II} совмещают с этим направлением.

Команды управления \vec{u}_K вырабатываются и передаются в командной системе координат. Исполняются эти команды в исполнительной системе координат $Ox_w y_w z_w$. Оси y_w и z_w совпадают с составляющими поперечного ускорения снаряда, которое создается при работе органов управления.

В идеальной системе управления оси измерительной, командной и исполнительной систем координат должны быть параллельными. Практически же при определенных условиях эта параллельность осей нарушается из-за возникновения скручивания относительно друг друга осей измерительной, командной и исполнительной систем координат.

4. Методы наведения управляемых снарядов

Рассмотрим основные методы наведения снарядов и соответствующие им кинематические траектории. В связи с этим уточним также параметры движения снаряда и цели, которые должны измеряться радиовизирами, входящими в систему управления.

В зависимости от характера цели траектории полета управляемых снарядов могут быть фиксированными и нефиксированными. Первые применяются при стрельбе по неподвижным целям или иногда по целям движущимся, но с точно прогнозируемыми координатами, а вторые используются для поражения как неподвижных, так и детерминированно или произвольно движущихся целей. Фиксированные траектории могут быть определены до пуска снаряда и остаются неизменными в течение всего этапа наведения. Для построения фиксированной траектории необходимо знать координаты стартовой позиции и цели. В случае движущейся маневрирующей цели наведение снаряда по известной до старта фиксированной траектории исключается.

Нефиксированные траектории реализуются с помощью различных методов наведения. Принято различать:

- двухточечные методы наведения (первая точка — управляемый снаряд; вторая — цель);
- трехточечные методы наведения (первая точка — пункт управления; вторая — снаряд; третья — цель).

а) **Двухточечные методы наведения.** Большинство двухточечных методов наведения являются частными случаями пропорционального сближения. Рассмотрим плоскую задачу (снаряд и цель движутся в одной, например, вертикальной плоскости — рис. 1.4.). В случае пропорционального сближения угловая ско-

рость вращения вектора скорости $\vec{v}_{сн}$ в процессе управления поддерживается пропорциональной угловой скорости вращения линии визирования, соединяющей центры масс снаряда и цели (вектора \vec{r}). Пропорциональное сближение определяется равенством

$$\frac{d\gamma_{сн}}{dt} = A \frac{d\eta_r}{dt}, \quad (1.2.4)$$

где $A \geq 1$ — коэффициент пропорциональности (навигационная постоянная); $\gamma_{сн}$ — угол между направлением вектора скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ и осью x_r ; η_r — угол между направлением оси x_r и линией визирования; углы $\gamma_{сн}$ и η_r отсчитываются в бортовой невращающейся гироскопической системе координат Ox_r, y_r .

Поскольку вектор $\vec{v}_{сн}$ совпадает с касательной к траектории снаряда в данной точке, угол $\gamma_{сн}$ — есть угол наклона траектории. Кроме того, на рис. 1.4 указаны: угол между направлением вектора скорости снаряда и линией визирования, называемый углом упреждения (β), и угол между направлением вектора скорости цели $\vec{v}_ц$ и линией визирования (ξ).

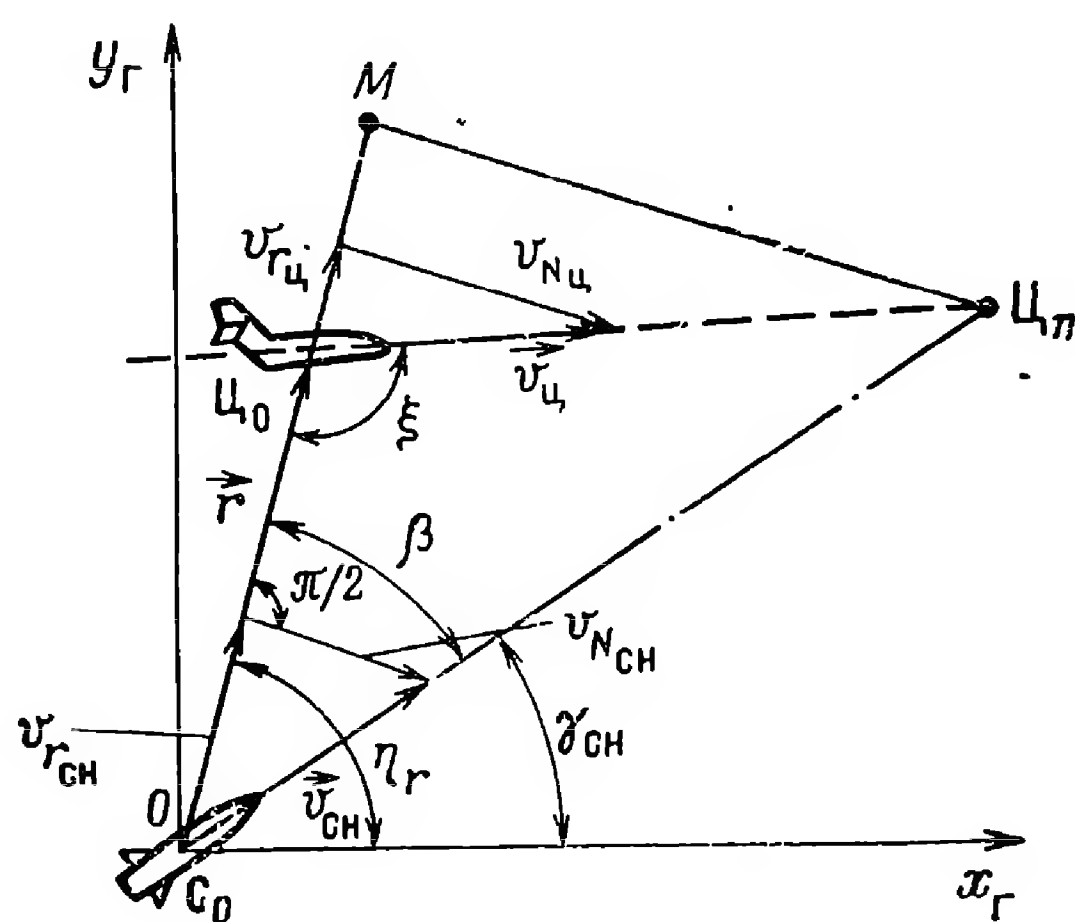


Рис. 1.4. Геометрические соотношения при двухточечном наведении.

Интегрируя соотношения (1.2.4) по времени t , получаем

$$\gamma_{сн} = A\eta_r + \eta_{r_0}, \quad (1.2.5)$$

где η_{r_0} — постоянная интегрирования.

Проанализируем равенство (1.2.5) при некоторых частных условиях. Положим $A = 1$ и $\eta_{r_0} = 0$. При этом из (1.2.5) имеем $\gamma_{сн} = \eta_r$ и угол β на рис. 1.4 становится равным нулю. В этом случае получаем метод наведения, при котором вектор скорости снаряда всегда направлен на цель.

Таким образом, измеряя угол β и устремляя его значение к нулю путем разворота снаряда, обеспечим встречу снаряда и цели. Такой метод двухточечного наведения называется наведением по кривой погони. Обозначим измеренное радиотехнической системой значение угла β через $\beta_{изм}$, которое в рассмотренном случае будет являться параметром рассогласования. Вообще под параметром рассогласования понимается то различие фактических и желаемых параметров траектории, на основе которого формируются команды управления. Значение параметра рассогласования в системе радиоуправления контролируется с помощью радиотехнических средств. Результат контроля может быть представлен в виде сигнала рассогласования:

$$\Delta u = \kappa \beta_{изм}, \quad (1.2.6a)$$

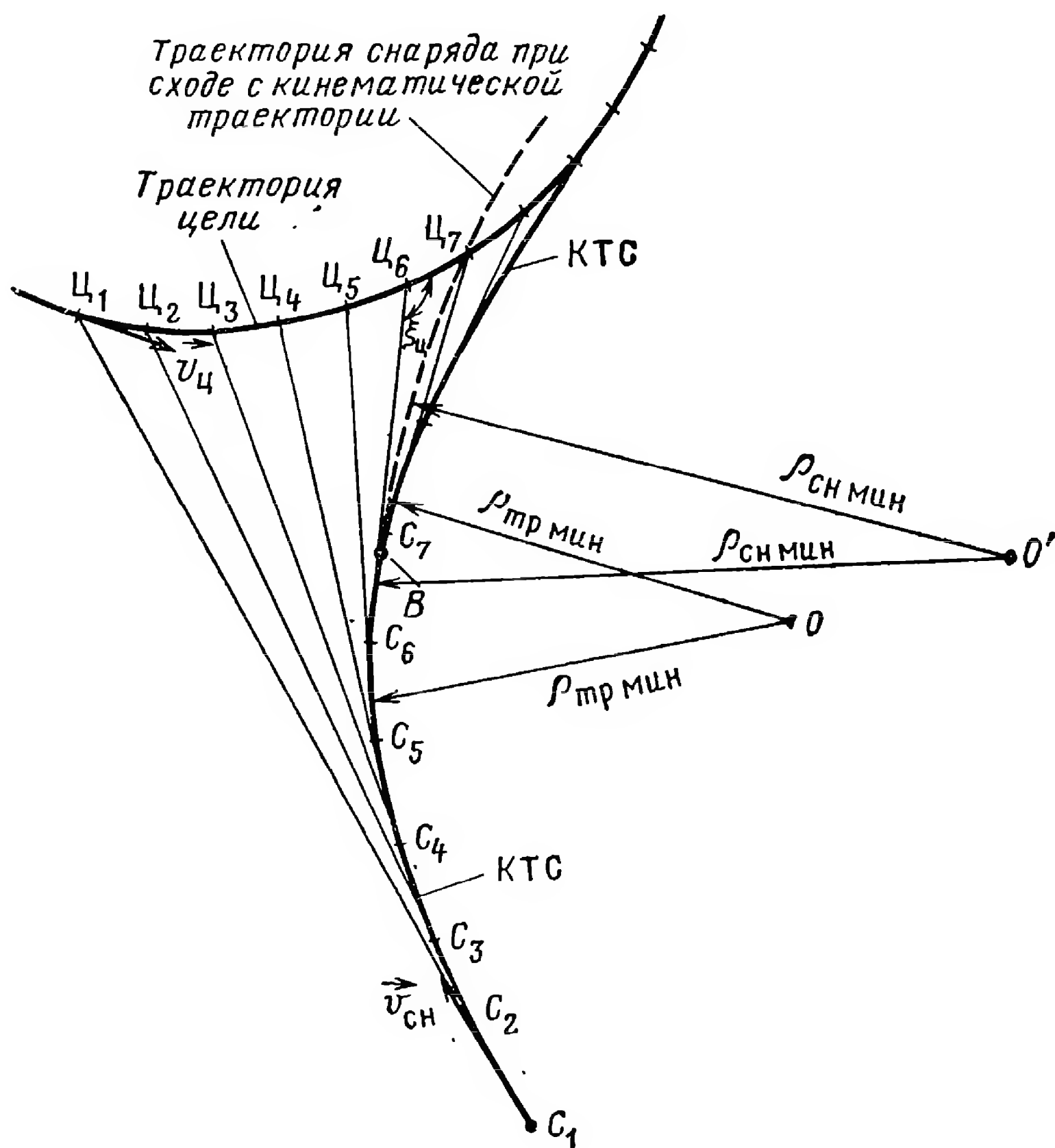
где κ — некоторый постоянный коэффициент.

Соответственно команда управления согласно (1.2.1) будет

$$u_k(t) = f[\Delta u(t)]. \quad (1.2.66)$$

В формулах (1.2.6а) и (1.2.6б) в отличие от (1.2.1) опущена векторная форма записи, поскольку рассмотрение ведется в одной плоскости.

Кинематическая траектория при наведении по кривой погони приведена на рис. 1.5. Покажем, каким образом подобная траектория строится графически,



причем здесь и в дальнейшем ограничимся построением в одной плоскости. Такое построение, помимо наглядного представления взаимного положения цели и снаряда, в процессе наведения может оказаться полезным также и в некоторых задачах расчетного характера. Так, например, по построенной траектории можно определить радиус кривизны $R_{сн}$ и, пользуясь соотношением вида (1.2.2), оценить значения поперечного ускорения, действующего на снаряд. Другим примером может

Рис. 1.5. Пример построения кинематической траектории при наведении по кривой погони.

явиться графическое определение требуемых диаграмм направленности антенных систем, устанавливаемых на снаряде и на пункте управления.

Если взять равные и достаточно малые промежутки времени Δt , в течение которых снаряд передвигается по кинематической траектории (КТС) на отрезок C_n, C_{n+1} , а цель по своей траектории на отрезок $Ц_n, Ц_{n+1}$ (где $n = 1, 2, \dots$), то подобные отрезки пути в первом приближении можно считать прямолинейными. Следовательно, будут справедливы следующие равенства:

$$\frac{Ц_1Ц_2}{v_{ц}} = \frac{C_1C_2}{v_{сн}}; \quad \frac{Ц_2Ц_3}{v_{ц}} = \frac{C_2C_3}{v_{сн}}; \text{ и т. д.,}$$

где $v_{ц}$ — скорость движения цели.

Используя подобные равенства и учитывая, что при идеальной системе управления $\vec{v}_{сн}$ в каждый момент времени направлен на цель, можно построить траекторию полета снаряда для данного метода наведения. Построение выполняется следующим образом. Соединим прямой линией точки $C_1Ц_1$, определяющие начальные положения снаряда и цели. За время Δt цель переместится в точку $Ц_2$, а снаряд в точку C_2 , расположенную на прямой $Ц_1C_1$, причем $C_1C_2 = (v_{сн}/v_{ц})Ц_1Ц_2$. Точку C_2 соединим прямой с точкой $Ц_2$. На этой прямой отметим точку C_3 ($C_2C_3 = (v_{сн}/v_{ц})Ц_2Ц_3$).

Дальнейшее построение производится аналогично.

Для анализа формы КТС при наведении по кривой погони рассмотрим основные соотношения, характеризующие процесс сближения снаряда с целью.

Скорость сближения снаряда с целью равна (рис. 1.4):

$$\dot{r} = v_{r_{\text{ц}}} - v_{r_{\text{сн}}} = v_{\text{ц}} \cos(\pi - \xi) - v_{\text{сн}} \cos(\eta_r - \gamma_{\text{сн}}). \quad (1.2.7)$$

Угловая скорость вращения линии визирования может быть представлена в виде

$$\dot{\eta}_r = - \frac{v_{N_{\text{ц}}} - v_{N_{\text{сн}}}}{r} = - \frac{v_{\text{ц}} \sin(\pi - \xi) - v_{\text{сн}} \sin(\eta_r - \gamma_{\text{сн}})}{r}. \quad (1.2.8)$$

Будем считать, что цель не маневрирует ($\vec{v}_{\text{ц}} = \text{const}$), и направим ось x_r параллельно направлению вектора скорости цели, при этом $\pi - \xi = \eta_r$.

Соотношения (1.2.7) и (1.2.8) для наведения по кривой погони ($\beta = 0$) упрощаются

$$\dot{r} = v_{\text{ц}} \cos \eta_r - v_{\text{сн}}, \quad (1.2.9)$$

$$\dot{\eta}_r = - \frac{v_{\text{ц}} \sin \eta_r}{r}. \quad (1.2.10)$$

Из уравнений (1.2.9) и (1.2.10) получаем

$$\frac{dr}{d\eta_r} = \left(-\text{ctg} \eta_r + \frac{v_{\text{сн}}}{v_{\text{ц}}} \text{cosec} \eta_r \right) r, \quad (1.2.11)$$

откуда

$$\frac{dr}{r} = \left(-\text{ctg} \eta_r + \frac{v_{\text{сн}}}{v_{\text{ц}}} \text{cosec} \eta_r \right) d\eta_r. \quad (1.2.12)$$

Интегрируя последнее соотношение, получаем

$$\ln r = -\ln |\sin \eta_r| + \frac{v_{\text{сн}}}{v_{\text{ц}}} \ln \left| \text{tg} \frac{\eta_r}{2} \right| + \text{const}, \quad (1.2.13)$$

или при $0 \leq \eta_r < \pi$

$$\ln \frac{r \sin \eta_r}{(\text{tg} \eta_r/2)^{v_{\text{сн}}/v_{\text{ц}}}} = \text{const}, \quad (1.2.14)$$

откуда

$$\frac{r \sin \eta_r}{(\text{tg} \eta_r/2)^{v_{\text{сн}}/v_{\text{ц}}}} = \frac{r_0 \sin \eta_{r_0}}{(\text{tg} \eta_{r_0}/2)^{v_{\text{сн}}/v_{\text{ц}}}} = \kappa_0 = \text{const}, \quad (1.2.15)$$

где r_0 ; η_{r_0} — значения величин r и η_r в начальный момент.

Из (1.2.10) следует, что угловая скорость вращения линии визирования, характеризуемая значением $\dot{\eta}_r$, равна нулю только при $\eta_r = 0$ и $\eta_r = \pi$, т. е. при атаке точно в «лоб» или «в хвост». Для всех остальных ракурсов подхода снаряда к цели при идеальном наведении по

кривой погони ($\eta_r = \gamma_{сн}$) имеем $\dot{\eta}_r = \dot{\gamma}_{сн} \neq 0$. Следовательно, снаряд должен разворачиваться и его движение будет непрямолинейным. Из соотношения (1.2.15) видно, что в конце этапа сближения снаряда с целью, когда $r \rightarrow 0$, угол η_r также стремится к нулю, поскольку $\kappa_0 = \text{const}$. Следовательно, для метода погони, исключая прямую лобовую атаку, характерным является подход снаряда к цели «с хвоста» при $\gamma_{сн} = \eta_r = 0$. Если в соотношение (1.2.10) подставить значение r из (1.2.15) и рассматривать конечный участок траектории, когда $\eta_r \ll 1$, то можно получить:

$$\dot{\eta}_r \approx - \frac{v_{ц} 2^{v_{сн}/v_{ц}}}{\kappa_0} \eta_r^{2-v_{сн}/v_{ц}}. \quad (1.2.16)$$

Отсюда следует, что при наведении по кривой погони скорость разворота снаряда ($\dot{\gamma}_{сн} = \dot{\eta}_r$) в момент сближения снаряда с целью (при $\eta_r \rightarrow 0$) стремится к бесконечности при $v_{сн}/v_{ц} > 2$ или к нулю при $v_{сн}/v_{ц} < 2$. Из (1.2.16) можно также получить, что при тех же условиях $\dot{\eta}_r \rightarrow 0$ при $v_{сн}/v_{ц} < 2$ и $\dot{\eta}_r \rightarrow \infty$ при $v_{сн}/v_{ц} > 2$.

Таким образом, в случае сближения снаряда с медленнодвижущейся целью ($v_{сн}/v_{ц} > 2$) траектория кривой погони лишь при очень малых расстояниях снаряд — цель, когда $r \rightarrow 0$, имеет участок с высокой кривизной из-за $\dot{\eta}_r$, $\ddot{\eta}_r \rightarrow \infty$ и, следовательно, неизбежно наличие некоторого промаха.

Для быстродвижущихся целей ($v_{сн}/v_{ц} < 2$) при поперечных курсах движения цели и снаряда такой метод наведения не пригоден, вследствие малого радиуса кривизны необходимой траектории снаряда и соответственно необходимости получения больших поперечных ускорений на конечном участке. При этом, начиная с некоторой точки, в которой маневренные возможности снаряда оказываются недостаточными (например, точка В на рис. 1.5), снаряд будет двигаться по окружности с радиусом $\rho_{сн\text{ мин}}$, который превосходит минимальный радиус кривизны $\rho_{тр\text{ мин}}$ кинематической траектории. Происходит, как говорят, «сход» снаряда с кинематической траектории. В итоге получается промах. Как показано в [6], величина промаха h пропорциональна квадрату скорости цели и определяется соотношением вида $h_{\text{макс}} \approx (v_{ц}^2/2\omega_{п\text{ макс}}) \sin \xi_{ц}$, где $\xi_{ц}$ — угол между направлением вектора скорости цели и линией визирования в момент схода снаряда с КТС. Вследствие этого метод наведения по кривой погони имеет практическое значение, в основном, только для наведения на медленнодвижущиеся и неподвижные цели (при $v_{сн}/v_{ц} > 2$). В этом случае промах оказывается малым, так как сход снаряда с кинематической траектории происходит вблизи точки встречи с целью. Кроме того, метод погони может использоваться также при наведении на быстродвижущиеся цели при стрельбе по догонным курсам, когда скорость полета цели лишь ненамного меньше скорости полета снаряда ($v_{сн}/v_{ц} > 1$). Однако большое время наведения, необходимое при таком соотношении $v_{сн}/v_{ц}$, существенно ограничивает практическую применимость данного случая.

При наведении по кривой погони основная задача измерительной радиосистемы состоит в определении угла β между вектором скорости управляемого снаряда и направлением на цель.

Следует отметить, что наличие угла атаки или угла скольжения снаряда приводит к несовпадению вектора скорости снаряда с его продольной осью. Радиотехническими системами проще осуществлять измерение направления на цель относительно продольной оси снаряда. В этом случае необходимая для определения угла β информация об углах атаки и скольжения может быть получена, например, от флю-

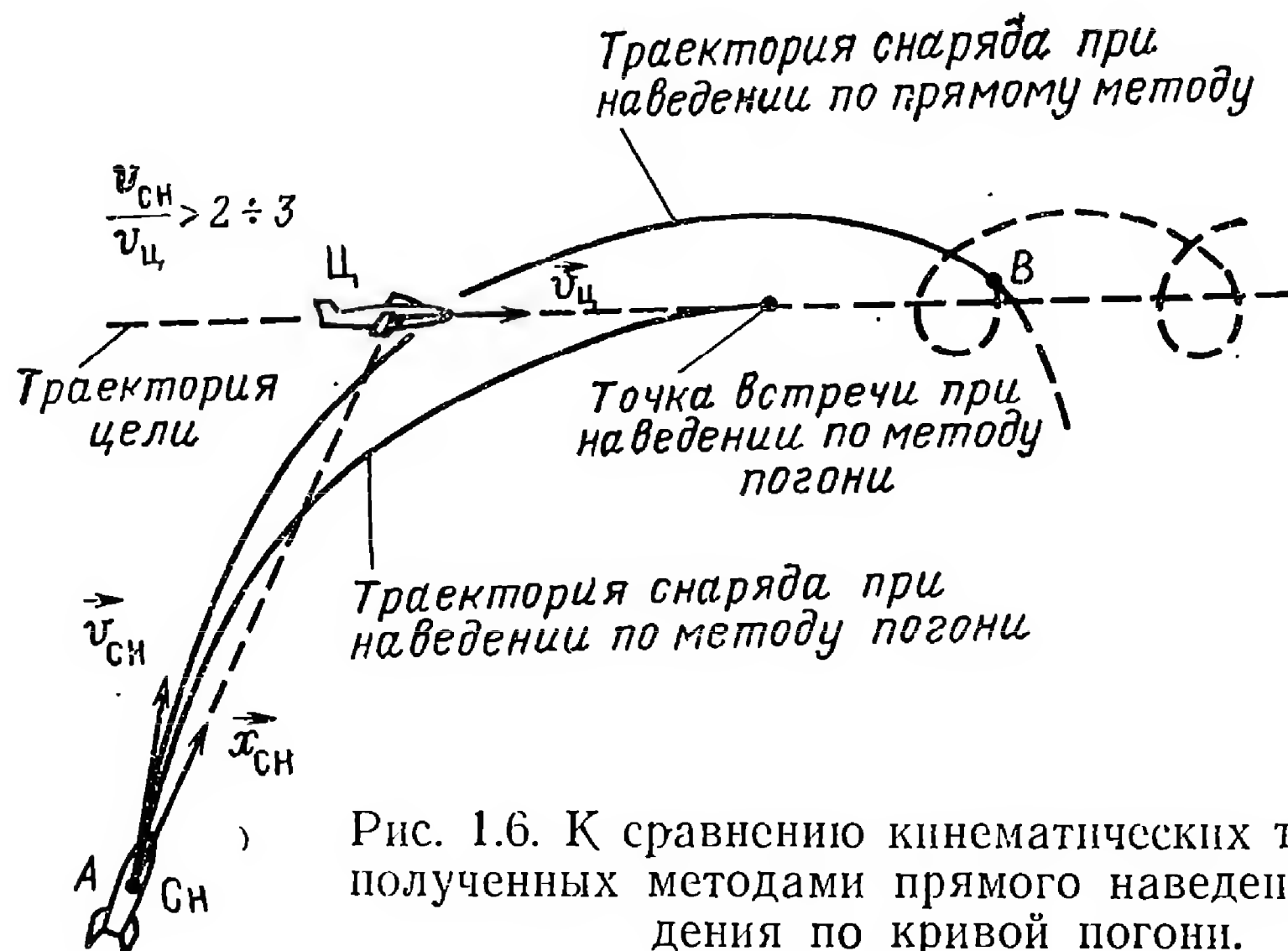


Рис. 1.6. К сравнению кинематических траекторий, полученных методами прямого наведения и наведения по кривой погони.

герных датчиков. Если эти углы малы (например, менее нескольких градусов), то их вообще можно не учитывать и применять п р я м о е н а в е д е н и е, при котором на цель направляется продольная ось снаряда $x_{сн}$. В случае прямого наведения кинематическим траекториям присущи все недостатки, характерные для метода погони. Кроме того, при прямом наведении на этапе сближения снаряда с целью кинематические траектории снаряда имеют колебательный спиралеобразный характер. Для объяснения этого рассмотрим рис. 1.6., который соответствует плоской задаче. Пусть в точке A система радиуправления при прямом наведении работает абсолютно точно, параметр рассогласования равен нулю, т. е. продольная ось снаряда направлена на цель. Однако движение снаряда определяется направлением его вектора скорости, которое не совпадает с направлением продольной оси. Поэтому уже в следующий момент возникнет отклонение оси снаряда от направления на цель. Соответствующий угол является параметром рассогласования при прямом наведении.

Рассмотрим возможную траекторию при прямом наведении, ограничиваясь случаем, когда в процессе наведения угол атаки (скольжения) сохраняет свой знак. В этом случае траектория качественно может иметь вид, соответствующий рис. 1.6. Протяженность траектории при прямом методе наведения превышает протяженность траектории, соответствующую методу погони. Кроме того, в области непосред-

венного сближения снаряда и цели траектория при прямом методе наведения принимает спиралеобразный характер, показанный на рис. 1.6 пунктиром. Такой характер траектории объясняется тем, что снаряд всегда летит в соответствии с направлением вектора скорости и, следовательно, при прямом наведении в направлении, не соответствующем направлению на цель. Кривизна траектории на ее спиралеобразном участке может оказаться настолько большой, что снаряд сойдет с траектории на первом же витке спирали (точка B на рис. 1.6).

Рассмотрим другие методы двухточечного наведения, более совершенные, чем прямое наведение и наведение по кривой погони.

При стрельбе по движущейся, но неманеврирующей цели, когда $\vec{v}_ц = \text{const}$, и при постоянной скорости полета управляемого снаряда можно осуществлять наведение с постоянным углом упреждения, который определяется, исходя из равенства времени полета снаряда и цели от момента начала наведения до момента встречи. Найдем значение этого угла (угла β).

В соответствии с рис. 1.4. получим условие, при котором снаряд и цель одновременно окажутся в точке встречи $Ц_n$

$$\frac{Ц_0 Ц_n}{v_ц} = \frac{C_0 Ц_n}{v_{сн}}. \quad (1.2.17)$$

Но так как из треугольника $C_0 M Ц_n$, где $M Ц_n \perp C_0 Ц_0$, имеем $Ц_n M = C_0 Ц_n \sin \beta$, а из треугольника $Ц_0 M Ц_n$ найдем $Ц_n M = Ц_0 Ц_n \sin \xi$, то

$$\frac{Ц_0 Ц_n}{\sin \beta} = \frac{C_0 Ц_n}{\sin \xi},$$

откуда с учетом (1.2.17) получаем

$$\sin \beta = \frac{v_ц}{v_{сн}} \sin \xi \quad (1.2.18)$$

или

$$\beta = \arcsin \left(\frac{v_ц}{v_{сн}} \sin \xi \right). \quad (1.2.19)$$

Из (1.2.19) видно, что при прямолинейном движении цели угол упреждения (β) будет неизменным как при постоянных $v_ц$ и $v_{сн}$, так и в случае, когда скорости полета цели и снаряда меняются, но так, что $v_ц/v_{сн} = \text{const}$. Из (1.2.19) также следует, что для определения необходимого угла упреждения нужно измерять величины $v_ц$, $v_{сн}$ и ξ .

При идеальном наведении с постоянным углом упреждения на неманеврирующую цель снаряд будет двигаться по прямой в упрежденную точку встречи с целью. Параметром рассогласования в данном случае является величина $\Delta\beta = \beta_{изм} - \beta$, где β определяется уравнением (1.2.19), а $\beta_{изм}$ — измеренное значение угла упреждения. Сигнал рассогласования в этом случае будет

$$\Delta u = \kappa \Delta\beta. \quad (1.2.20)$$

Обращаясь к уравнению (1.2.5) и рис. 1.4, нетрудно видеть, что наведению с постоянным углом упреждения соответствует $A = 1$ и $\eta_{r_0} = -\beta$.

При наведении на маневрирующую цель величины $v_{ц}$ и ξ в процессе наведения изменяются. В этом случае необходимо в течение всего полета непрерывно измерять значения $v_{ц}$; $v_{сн}$; ξ , решать уравнение (1.2.19) и определять текущие значения β . Такой метод наведения называется наведением в мгновенную упрежденную точку или наведением с последовательным упреждением. Однако техническое осуществление на снаряде измерений $v_{ц}$ и ξ с требуемой точностью встречает большие трудности. Поэтому вместо прямого решения (1.2.19) используются методы, позволяющие получить достаточно простое техническое осуществление системы управления при наведении с упреждением.

Возвращаясь к уравнению (1.2.18) и представляя его как

$$v_{сн} \sin \beta = v_{ц} \sin \xi, \quad (1.2.21)$$

нетрудно видеть, что для выполнения такого равенства проекции скоростей $v_{ц}$ и $v_{сн}$ на нормаль к линии \vec{r} (соответственно $v_{N_{ц}}$ и $v_{N_{сн}}$) должны быть равны в течение всего этапа наведения (рис. 1.4.). Очевидно, что при этом вектор \vec{r} перемещается параллельно самому себе. Поэтому наведение в мгновенную упрежденную точку также называют методом параллельного сближения.

Условие (1.2.21) можно записать в виде

$$\frac{d\eta_r}{dt} = 0. \quad (1.2.22)$$

Параметром рассогласования при этом является значение угловой скорости линии визирования. Значение этой скорости определяется с помощью радиотехнических средств.

Форма траектории при наведении методом параллельного сближения может быть найдена графическим путем. Графическое построение траектории основывается на том, что вектор \vec{r} в процессе наведения перемещается параллельно самому себе. Для выполнения такого построения необходимо знать отношение скоростей полета снаряда и цели. Из рассмотрения рис. 1.7 нетрудно убедиться, что при постоянстве отношения этих скоростей графическое построение для метода параллельного сближения выполняется на основе следующих очевидных равенств:

$$\frac{Ц_1 Ц_2}{C_1 C_2} = \frac{Ц_2 Ц_3}{C_2 C_3} = \dots = \frac{Ц_{n-1} Ц_n}{C_{n-1} C_n} = \frac{v_{ц}}{v_{сн}}$$

и условия параллельности линий $Ц_1 C_1 \parallel Ц_2 C_2 \parallel \dots \parallel Ц_n C_n$.

Разобьем траекторию цели на малые отрезки $\Delta L_{ц}$ так, чтобы каждый из них цель проходила за одинаковое время Δt . Очевидно, что в общем случае при изменяющейся скорости полета цели $\Delta L_{ц} = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} v_{ц}(t) dt$ или $\Delta L_{ц} = v_{ц} \Delta t$ при $v_{ц} = \text{const}$. Соединим прямой линией точки, определяющие начальные положения цели $Ц_1$ и снаряда C_1 . Через концы отрезков $\Delta L_{ц}$ проведем линии, параллельные $Ц_1 C_1$. Если скорость снаряда $v_{сн}$ известна, то можно найти отрезок пути $\Delta L_{сн}$, который пройдет снаряд за время Δt .

Так как, следуя по кинематической траектории, снаряд должен оказываться в соответствующие моменты на параллельных линиях $Ц_2C_2$, $Ц_3C_3$ и т. д., то точку C_2 найдем как точку пересечения линии $Ц_2C_2$ с окружностью радиуса $\Delta L_{сн}$, проведенной из центра в точке C_1 . Точки C_3 , C_4 и последующие находятся аналогично.

Возвращаясь к формуле (1.2.4), можно установить, что условие параллельного сближения (1.2.22) возможно либо при $d\gamma_{сн}/dt = 0$, либо при бесконечно большой навигационной постоянной ($A \rightarrow \infty$).

Но $d\gamma_{сн}/dt = 0$ означает неизменное направление вектора скорости снаряда, что, очевидно, не может иметь места при наведении на маневрирующую цель. Если же взять $A \rightarrow \infty$, то при отклонении от нуля параметра рассогласования ($d\eta_r/dt \neq 0$) потребуется бесконечно быстрый поворот снаряда ($\omega_{псн} \rightarrow \infty$), что также невозможно.

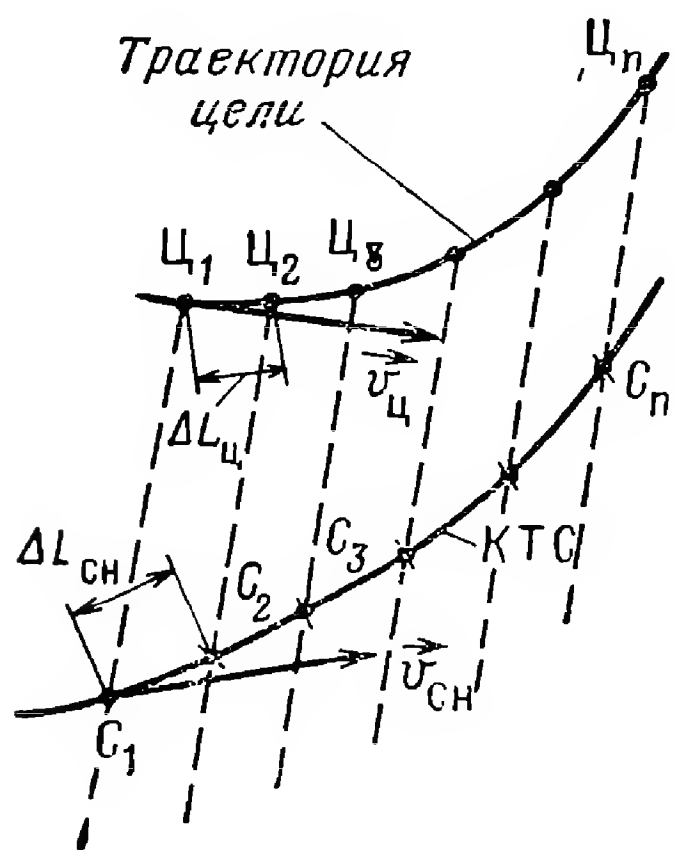


Рис. 1.7. Пример построения кинематической траектории при наведении по методу параллельного сближения.

Анализ показывает [6], что траектории, построенные при $A = 4 \div 6$, весьма близки к идеальным траекториям параллельного сближения; в этом случае поперечные ускорения, действующие на снаряд, оказываются небольшими. Траектории с навигационной постоянной $A = 4 \div 6$ находят наибольшее применение при наведении снарядов на быстро движущиеся цели; соответствующий метод наведения называется методом пропорционального сближения.

В соответствии с уравнением (1.2.4) для метода пропорционального сближения сигнал рассогласования есть

$$\Delta u_k = \kappa \frac{d\eta_r}{dt}, \quad (1.2.23)$$

где $d\eta_r/dt$ измеряется обычно бортовым радиовизиром цели в гироскопической системе координат.

б) Трехточечные методы наведения. Известны две следующие разновидности метода трехточечного наведения: а) наведение методом совмещения (накрытия цели); б) трехточечное наведение с упреждением.

Реализация метода совмещения (рис. 1.8) основана на том, что в процессе наведения снаряд C_n все время должен находиться на прямой, соединяющей пункт управления ПУ с целью $Ц$, т. е. должно выполняться условие

$$\Delta\psi = \psi_{ц} - \psi_{сн} = 0. \quad (1.2.24)$$

Параметром рассогласования для этого метода наведения может быть угол $\Delta\psi$, который либо вычисляется как разность углов $\psi_{ц}$ и $\psi_{сн}$, либо измеряется непосредственно.

Сигнал рассогласования запишем в виде

$$\Delta u = \kappa \Delta \psi \quad (1.2.25)$$

либо

$$\Delta u = \kappa \Delta \psi R_{\text{сн}}, \quad (1.2.26)$$

где $R_{\text{сн}}$ — расстояние между снарядом и пунктом управления.

Введение множителя $R_{\text{сн}}$ приводит к тому, что сигнал рассогласования становится пропорциональным линейному отклонению снаряда от кинематической траектории.

Следует отметить, что отсчет координат цели и снаряда при трех-

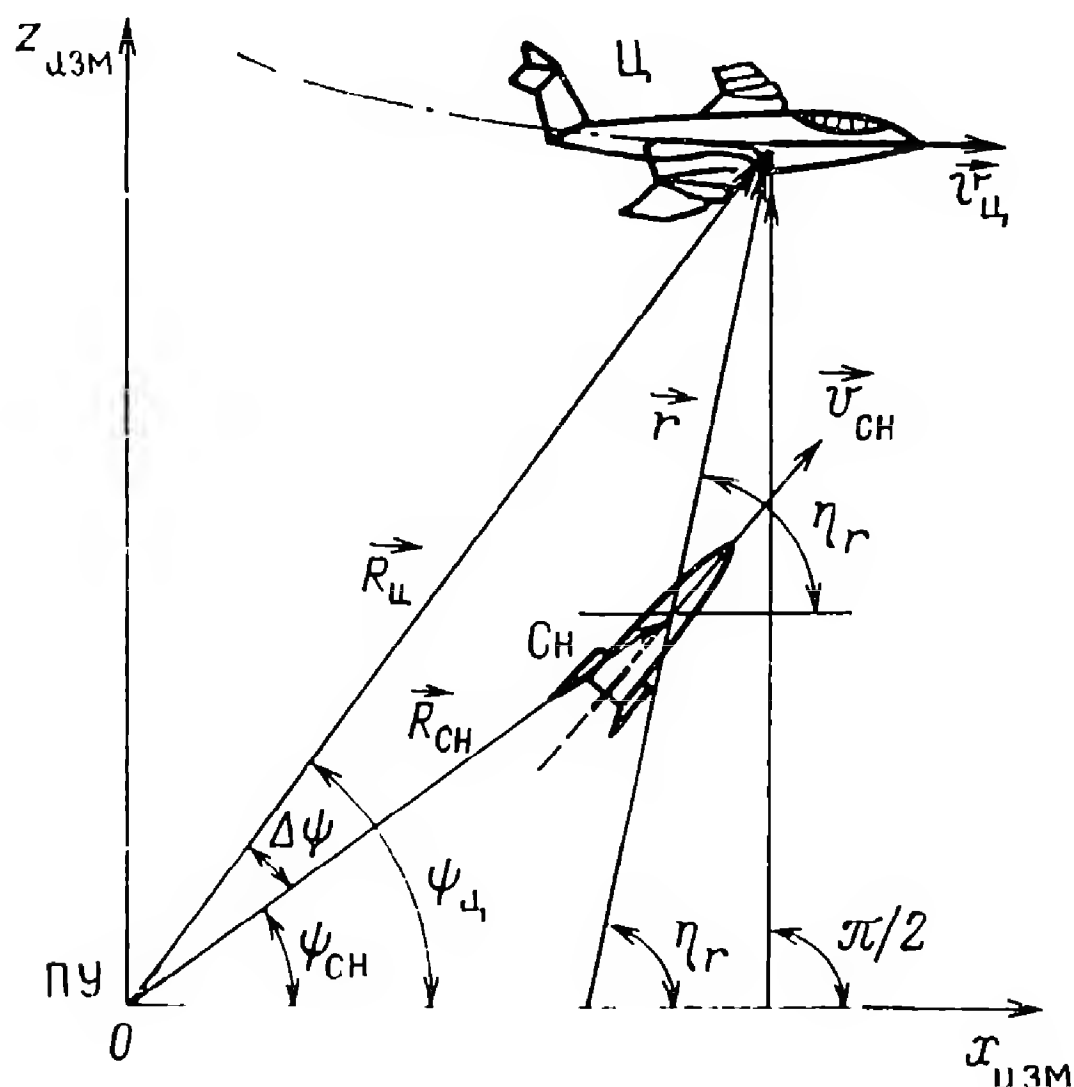


Рис. 1.8. Геометрические соотношения при трехточечном наведении.

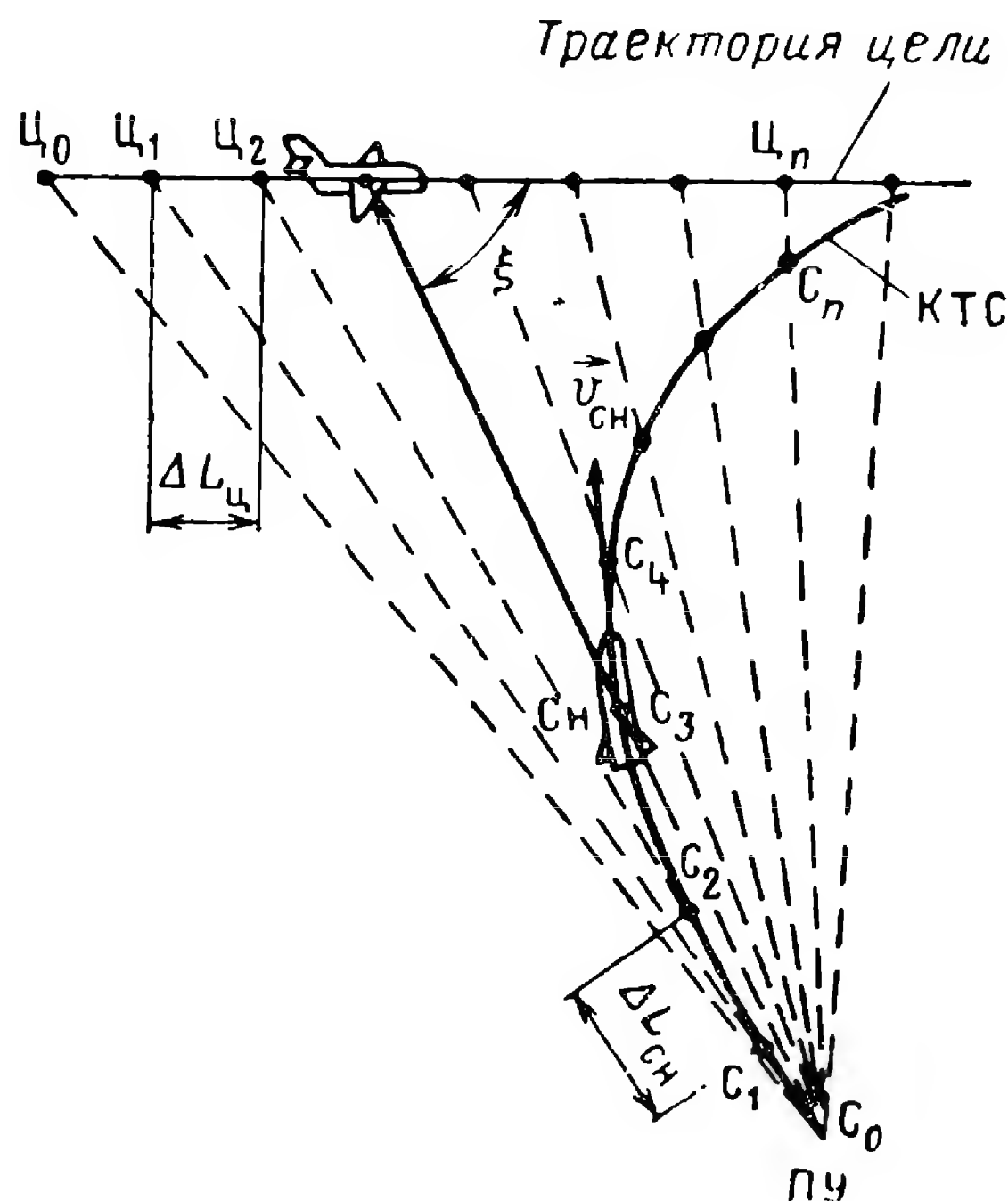


Рис. 1.9. Пример построения кинематической траектории при трехточечном наведении по методу совмещения.

точечных методах наведения, как правило, ведется в измерительной системе координат, начало которой совмещается с пунктом управления. Нередко по тактико-техническим соображениям устройства измерения координат целей и снарядов располагают в разных точках. В этом случае необходим счетно-решающий прибор, устраняющий явление параллакса вследствие разнеса двух измерительных систем координат в пространстве. Для снарядов класса «Воздух — Воздух» и «Воздух — Поверхность» характерно пространственное перемещение измерительной системы координат, связанное с движением самолета-носителя, на котором находится пункт управления.

Приведем способ графического построения траекторий наведения при методе совмещения для частного случая, когда управление осуществляется с неподвижного пункта управления. Для простоты будем считать, что момент начала управления совпадает с моментом старта снаряда. Задаваясь определенным интервалом времени Δt , отметим точки положения цели (рис. 1.9) $Ц_0, Ц_1, \dots, Ц_n$ в моменты времени $t_n = n\Delta t$, где $n = 1, 2, 3, \dots$. Положим, что в течение всего процесса наведения снаряд движется с постоянной скоростью. Тогда, зная отрезки пути $\Delta L_{\text{сн}}$, которые пролетает снаряд за интервалы времени Δt , находим

точки, определяющие положение снаряда через интервалы времени Δt на прямых линиях пункт управления — цель. Кривая, соединяющая эти точки, и будет кинематической траекторией полета снаряда.

Нетрудно видеть, что при трехточечном наведении методом совмещения наиболее прямолинейные траектории снаряда и соответственно малые поперечные ускорения, действующие на него, получаются при движении цели по радиальным прямым, исходящим из пункта управления. Стремясь получить достаточно прямолинейные траектории снаряда при произвольных ракурсах движения цели относительно пункта управления, переходят на трехточечное наведение в упрежденную точку. Из рис. 1.8 видно, что

$$\frac{r}{\sin \Delta\psi} = \frac{R_{\text{сн}}}{\sin (\eta_r - \psi_{\text{ц}})}. \quad (1.2.27)$$

Делая предположение о малости угла $\Delta\psi$, которое справедливо при $r \ll R_{\text{сн}}$, из (1.2.27) получаем

$$\Delta\psi \approx \frac{r}{R_{\text{сн}}} \sin (\eta_r - \psi_{\text{ц}}). \quad (1.2.28)$$

Использованное в (1.2.28) предположение о том, что расстояние между снарядом и целью много меньше расстояния снаряд — пункт управления, основано на том, что переход на трехточечное наведение с упреждением целесообразно осуществлять на достаточном удалении снаряда от ПУ. Действительно, при малых удалениях снаряда даже при использовании метода совмещения кинематические траектории оказываются достаточно прямолинейными практически при любых законах движения цели. С удалением снаряда от ПУ возрастает кривизна кинематической траектории снаряда и целесообразно переходить на метод наведения с упреждением.

Потребуем теперь, чтобы начиная с какого-то момента времени траектория полета снаряда соответствовала двухточечной траектории при наведении по методу параллельного сближения. В соответствии с (1.2.22) это дает следующее условие, определяющее наведение с упреждением,

$$\eta_r = \eta_{r_0} = \text{const}, \quad (1.2.29)$$

где η_{r_0} — угол, соответствующий направлению вектора \vec{r} в момент t_0 .

При этом с учетом (1.2.28) угол $\psi_{\text{сн}}$ определяется равенством

$$\psi_{\text{сн}} \simeq \psi_{\text{ц}} - \frac{r}{R_{\text{сн}}} \sin (\eta_{r_0} - \psi_{\text{ц}}). \quad (1.2.30)$$

Если же измеряемый с пункта управления угол визирования $\psi_{\text{сн изм}}$ отличается от расчетного $\psi_{\text{сн}}$, определяемого равенством (1.2.30), то возникает параметр рассогласования, равный $\psi_{\text{сн}} - \psi_{\text{сн изм}}$.

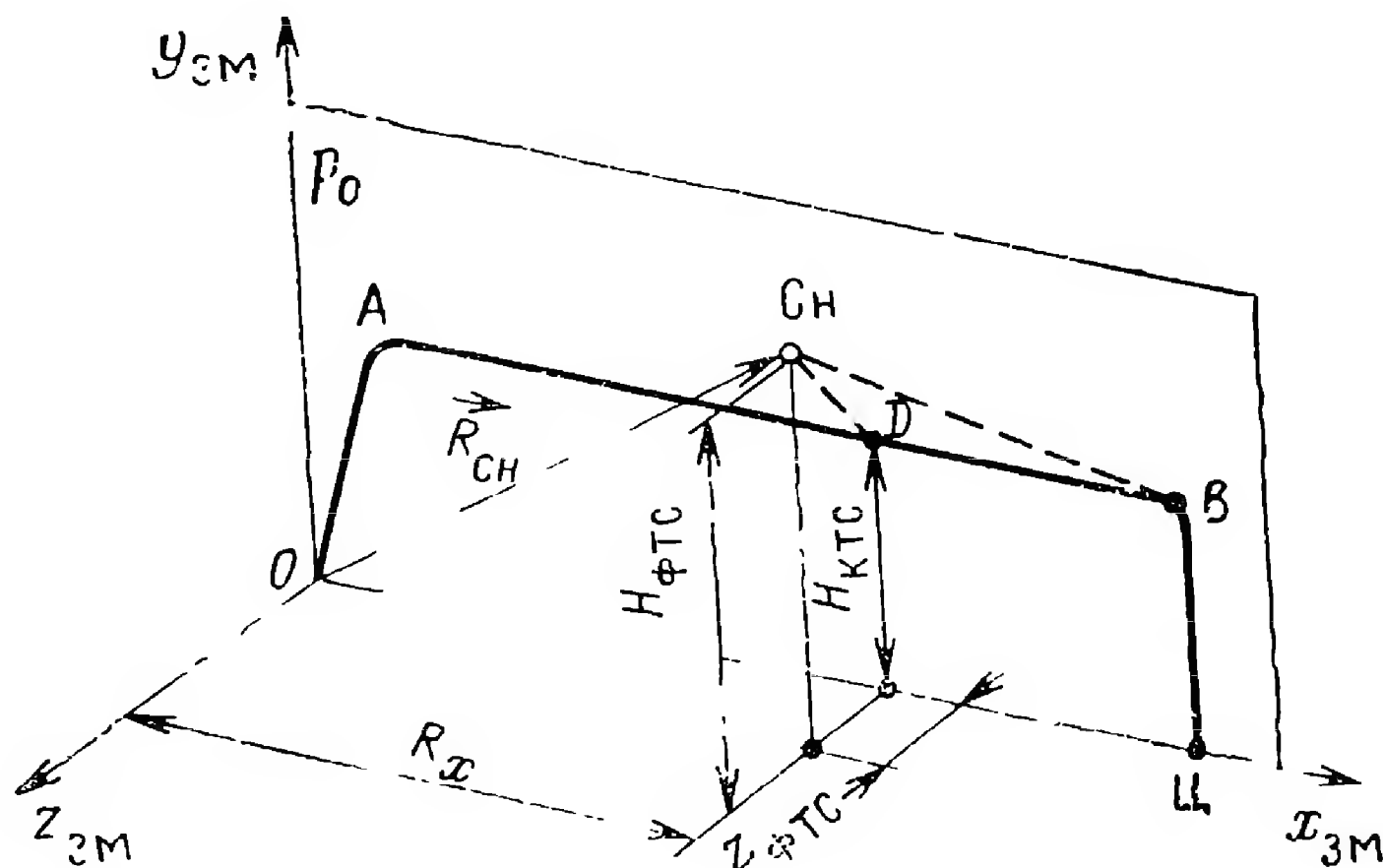
Сигнал рассогласования в данном случае будет

$$\Delta u = \kappa (\psi_{\text{сн}} - \psi_{\text{сн изм}}). \quad (1.2.31)$$

Угол $\psi_{\text{сн изм}}$ непосредственно измеряется на П У. Расчетный угол $\psi_{\text{сн}}$ вычисляется согласно (1.2.30) на основе измеренных величин $\psi_{\text{ц}}$, r , $R_{\text{сн}}$. Входящее в выражение (1.2.30) значение \vec{r} (текущее расстояние между снарядом и целью) может быть вычислено в соответствии с рис. 1.8. по формуле

$$r = [R_{\text{ц}}^2 + R_{\text{сн}}^2 - 2R_{\text{ц}}R_{\text{сн}}\cos(\psi_{\text{ц}} - \psi_{\text{сн изм}})]^{1/2}, \quad (1.2.32)$$

где $R_{\text{ц}}$, $R_{\text{сн}}$, $\psi_{\text{ц}}$, $\psi_{\text{сн изм}}$ — величины, измеряемые на пункте управления.



Кроме того, в (1.2.30) входит значение угла η_{r_0} . Этот угол связан с измеряемыми на пункте управления значениями $R_{ц_0}$, $R_{сн_0}$, $\psi_{ц_0}$, $\psi_{сн_0}$, где индексы «0» соответствуют моменту t_0 . Из рис. 1.8 видно, что

$$\operatorname{tg} \eta_{r_0} = \frac{R_{\Pi_0} \sin \psi_{\Pi_0} - R_{\text{CH}_0} \sin \psi_{\text{CH}_0}}{R_{\Pi_0} \cos \psi_{\Pi_0} - R_{\text{CH}_0} \cos \psi_{\text{CH}_0}}. \quad (1.2.33)$$

Таким образом, для реализации трехточечного наведения с упреждением, помимо измерения угловых координат цели и снаряда, должны быть измерены соответствующие расстояния, что отличает этот метод от других.

Кроме рассмотренного, известны и другие трехточечные методы наведения с упреждением.

Перейдем к рассмотрению методов наведения по фиксированным траекториям. По таким траекториям могут двигаться, например, атмосферные самолеты-снаряды класса «Поверхность — Поверхность» [11] (рис. 1.10), если заранее известны координаты цели. На рис. 1.10 можно выделить следующие характерные участки фиксированной кинематической траектории снаряда «Поверхность — Поверхность»: OA — набор высоты; AB — сближение с целью; BC — пикирование.

Вертикальная плоскость P_0 проходит через точки O (точка старта) и C (местоположение цели).

Простейший метод управления подобными снарядами сводится к совмещению центра масс снаряда с КТС, т. е. в процессе полета необходимо выполнение следующих равенств

$$\Delta H = H_{\text{КТС}} - H_{\text{ФТС}} = 0, \quad (1.2.34)$$

$$\Delta z = z_{\text{КТС}} - z_{\text{ФТС}} = 0, \quad (1.2.35)$$

где $H_{\text{КТС}}$, $z_{\text{КТС}}$ — координаты точек, лежащих на фиксированной кинематической траектории (высота H , боковое отклонение z); $H_{\text{ФТС}}$, $z_{\text{ФТС}}$ — фактические координаты снаряда.

Кроме того, следует контролировать пройденную дальность $|\vec{R}_x|$, что необходимо для определения точки B , соответствующей переходу в режим пикирования на цель.

Сигналы рассогласования по высоте и по боковому отклонению запишутся следующим образом:

$$\Delta u_H = \kappa \Delta H, \quad \Delta u_z = \kappa \Delta z. \quad (1.2.36)$$

Таким образом, для наведения по рассматриваемой фиксированной траектории необходимо наличие каналов измерения высоты и бокового отклонения. Сигналы рассогласования по указанным каналам могут быть сформированы с помощью радиовысотомера и системы бокового радиоуправления.

Наведение снаряда по фиксированной траектории (см. рис. 1.10) имеет существенные недостатки. При полете снаряда, особенно на большие расстояния, условия на трассе полета могут существенно изменяться, и предусмотреть реальную обстановку заранее практически невозможно. К числу таких условий следует отнести: ветровые потоки и их распределение по высотам на различных участках трассы; при полете на малых высотах — организованные противником препятствия в виде аэростатов, средства ПВО противника и т. д. Поэтому может оказаться необходимым маневр снаряда как в вертикальной плоскости (по высоте), так и в горизонтальной плоскости (по курсу). Для осуществления подобного рода маневров на борту снаряда необходимо иметь данные об условиях полета и в соответствии с этим проводить маневрирование. Можно привести еще один очевидный пример, поясняющий недостатки наведения по фиксированной траектории. Отклонившийся в результате воздействия внешних возмущений, например, ветрового потока, от фиксированной траектории снаряд не обязательно должен быть возвращен на нее. Если координаты цели и снаряда известны, то после отклонения может быть рассчитана новая траектория, движение по которой в данных условиях является наиболее целесообразным. При отклонении снаряда по высоте в точке C_n (см. рис. 1.10) движение его в точку B может происходить либо по новой траектории — прямой $C_n B$, либо с возвратом к фиксированной траектории, по ломаной линии $C_n D B$. Траектория $C_n B$ во многих случаях будет предпочтительнее.

Используются также такие методы наведения снарядов, когда их движение в одной плоскости происходит по фиксированной траекто-

рии, а в другой — по нефиксированной. Например, при наведении снарядов на морские цели их полет может происходить на постоянной высоте над уровнем моря. При этом фиксируется траектория в вертикальной плоскости, а положение этой плоскости по азимуту зависит от местоположения и характера движения цели.

Для каждого из методов наведения существует необходимый для управления состав параметров, измеряемых радиотехническими устройствами. Такими параметрами могут быть: угловые координаты цели и снаряда и их производные по времени; расстояния от пункта управления до цели и до снаряда и их производные; высота полета; боковой снос снаряда от плоскости стрельбы и др.

При двухточечном наведении эти параметры обычно должны измеряться на борту снаряда. При трехточечном — на пункте управления. В случае фиксированных траекторий измерительная аппаратура может устанавливаться как на снаряде, так и на пункте управления.

5. Визирование целей и управляемых снарядов

Устройства, обеспечивающие измерение параметров положения и движения целей и управляемых снарядов, будем называть соответственно **визирами цели и снаряда**. В частных случаях отпадает необходимость либо в визире цели, либо в визире снаряда. Так например, при двухточечных методах наведения не нужен визир снаряда, а при известных координатах неподвижной цели иногда не нужен визир цели.

Для визирования целей и снарядов практически используется электромагнитная энергия, отражаемая (или излучаемая) ими. В зависимости от места расположения источника энергии визирование, а следовательно, и сами визирующие устройства могут быть **активными, полупактивными и пассивными**. При **активном** визировании само визирующее устройство является излучателем электромагнитной энергии, часть которой, отражаясь от цели, попадает обратно в визирное устройство. При **полупактивном** визировании цель облучается специальным передатчиком, часто называемым станцией «подсвета» цели, а полупактивный визир обеспечивает улавливание отраженной от цели электромагнитной энергии. Наконец, при **пассивном** визировании используется энергия, излучаемая целью или снарядом за счет работы бортовых передающих устройств радиолокационных или связных станций, специально устанавливаемых на борту снарядов радиомаяков, а также используется естественное излучение электромагнитной (тепловой) энергии.

Визирь, предназначенные для определения координат «своих» управляемых снарядов, обычно используют устанавливаемые на борту снаряда ответчики (ретрансляторы). Ответчик, в отличие от маяка, требует наличия канала **запроса**. Систему визирования с ответчиком называют **активной с активным ответом**.

Применение ответчиков или маяков существенно повышает дальность и точность определения параметров движения. Появляется воз-

возможность использования кодированного канала ответа для разделения сигналов от нескольких управляемых снарядов при залповой стрельбе. Кроме того, канал ответа может быть использован для проверочной обратной связи, по которой можно судить о правильном исполнении переданных с пункта управления на борт командных сигналов.

В зависимости от используемого диапазона волн визирные устройства могут быть разделены на следующие группы:

1. Радиовизир цели (РВЦ) и радиовизир снаряда (РВС), работающие на миллиметровых, сантиметровых, дециметровых волнах и коротковолновой части метрового диапазона волн. Использование таких диапазонов связано со стремлением применить остронаправленные антенные системы для получения более высоких точностей визирования, разрешающей способности по угловым координатам и увеличения дальности действия визирующих устройств.

На более длинных волнах в результате отражения радиоволн от ионосферы будут возникать дополнительные помехи, затрудняющие обнаружение объектов и измерение параметров их движения. Здесь следует отметить, что в отдельных случаях отражение радиоволн метрового диапазона от ионосферы используется для загоризонтной радиолокации, идея которой впервые была предложена советским ученым Кабановым [13].

Радиотехнические визир, используемые в системах управления снарядами, обычно осуществляют измерения в сферической системе координат. При этом определяются угловые координаты целей и снарядов, дальности до них, а также производные угловых координат и дальностей. Измерение параметров движения целей чаще всего осуществляется при помощи радиолокатора — комплекса в состав которого входят радиопередающее устройство, вырабатывающее сигналы для облучения цели, радиоприемное устройство, принимающее и обрабатывающее отраженные от цели сигналы, передающие и приемные антенны и т. д. Радиолокатор представляет собой радиовизир, у которого передатчик и приемник находятся в одном и том же месте пространства. Могут использоваться и разнесенные радиовизир, в которых передатчик и приемник (или несколько передатчиков и приемников) располагают на значительном удалении друг от друга.

2. Инфракрасные (тепловые) визир используют электромагнитную энергию естественного излучения нагретых тел в диапазоне волн 420—0,76 мкм. Следует отметить, что для инфракрасных визиров характерным является широкополосный сигнал шумоподобной формы. Их характеризует высокая точность и хорошая разрешающая способность по угловым координатам при сравнительно небольших габаритах устройств, улавливающих тепловую энергию. Инфракрасные визир — пассивные. Максимальная дальность их действия порядка 15—20 км при измерениях на высотах, меньших 20—25 км. Дальность до объектов с помощью инфракрасных визиров, как правило, не измеряют. Максимальная дальность действия и другие тактико-технические показатели инфракрасных визиров существенно зависят от состояния атмосферы.

3. Активные оптические (лазерные) визирные устройства, диапазон волн которых 0,694—2,7 мкм. Источником электромагнитной энергии здесь является лазерный генератор.

При относительно небольшой дальности действия оптических визиров, не превышающей в настоящее время 20—25 км, они отличаются весьма высокой точностью измерения координат объектов. Например, если на визируемом объекте устанавливается соответствующий рефлектор оптического диапазона, ошибки измерения дальности составляют единицы сантиметров, а ошибки в измерении угловых координат — порядка единиц секунд [18]. Для лазерных визиров также характерна зависимость их основных тактико-технических показателей от состояния атмосферы.

Остановимся еще на одной разновидности радиовизиров — телевизионных визирах, у которых исходная информация о визируемом объекте преобразуется в передающей электронно-лучевой трубке из потока световой энергии в электрический сигнал. Телевизионные устройства могут устанавливаться на борту управляемого снаряда и использоваться для визирования целей. В этом случае электрический сигнал с выхода передающей трубки по радиолинии передачи информации поступает на пункт управления, где выделяется телевизионное изображение. Отличительной особенностью телевизионных визиров является смысловая селекция, осуществляемая оператором, например, при выделении главной цели из состава группы целей, наблюдаемых на телевизионном экране.

Визирующие устройства комплексов управления снарядами по тактике применения можно разделить на работающие в режиме поиска и обнаружения и в режиме сопровождения объектов. В некоторых случаях, особенно при установке визиров на самолетах-носителях или на борту управляемого снаряда одно и то же визирующее устройство сначала находится в режиме поиска, а затем после захвата цели — в режиме сопровождения. В устройствах визирования, размещаемых на поверхности Земли, одна станция визирования может все время находиться в режиме поиска целей. При обнаружении цели информация о ее координатах и параметрах движения поступает на другую станцию, работающую в режиме сопровождения. Такое построение средств визирования позволяет успешно решать задачи захвата и сопровождения нескольких целей, появление которых разнесено во времени и в пространстве [16]. В режиме сопровождения иногда используется единый визир для определения координат цели и управляемого снаряда.

Существенное влияние на тактико-технические показатели радиовизиров оказывает их местоположение. Например, радиовизеры, устанавливаемые на наземных измерительных пунктах, на самолетах или кораблях, на борту управляемых снарядов, имеют существенно различные веса и габариты, максимальные дальности действия и точностные характеристики.

Кроме того, можно говорить о различии визиров по виду излучаемого сигнала (импульсные с когерентным и некогерентным излучением, непрерывные и квазинепрерывные), по виду модуляции несущих и под-

несущих колебаний, по методам преобразования и обработки принимаемых сигналов. В зависимости от режимов работы можно говорить о радиовизирах следящих, неследящих и комбинированных. Возможна также классификация визиров и по другим отличительным признакам [13].

§ 1.3. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ СНАРЯДАМИ

1. Комплекс управляемого снаряда и системы радиоуправления

Для решения задачи поражения цели используется комплекс управляемого снаряда, в общем случае включающий в себя средства обнаружения и опознавания целей, пункт управления, пусковое устройство со всем оборудованием к нему, управляемый снаряд и устройства системы управления (рис. 1.11). Под системой управления понимают совокупность устройств на пункте управления и снаряде, обеспечивающих управление движением снаряда и работой его бортовой аппаратуры. В состав системы управления входят как радиотехнические, так и нерadiотехнические устройства.

Еще до пуска снаряда в большинстве тактических ситуаций на пункте управления применяются радиосэлектронные устройства для обнаружения и опознавания целей и определения параметров их движения (радиовизеры целей). Здесь имеются также счетно-решающие устройства, определяющие момент и наивыгоднейшее направление пуска снаряда. Полученные данные используются для управления пусковым устройством, которое обеспечивает старт снаряда с необходимыми начальными параметрами. Пусковые устройства могут быть конструктивно объединены с пунктом управления, особенно в тех случаях, когда запуск снарядов производится с борта корабля или самолета-носителя. В системах стационарного типа пусковые устройства входят в состав стартовых позиций и часто бывают отдалены от пункта управления на определенное расстояние. Через пусковое устройство осуществляется также ввод начальных данных в бортовые системы снаряда. Обычно пусковые устройства оборудуются аппаратурой, позволяющей проверить исправность основных агрегатов снаряда перед стартом.

После пуска вступает в работу система управления снарядом, обеспечивающая его стабилизацию и движение в соответствии с заданным методом наведения. Необходимые данные о движении цели получают от радиовизира цели, который может находиться либо на борту снаряда, либо на пункте управления. В последнем случае иногда применяется также радиовизир снаряда и командная радиолиния, связывающая пункт управления со снарядом. При подходе к цели на снаряде срабатывает устройство подрыва, либо автономно, либо по команде, переданной с пункта управления.

Система управления снарядом, в свою очередь, может быть разделена на подсистемы, каждая из которых выполняет определенную задачу. Если действие какой-либо системы управления основано главным образом на применении радиосэлектронных устройств, ее назы-

вают системой радиоуправления. Системы радиоуправления в комплексах управляемых снарядов применяются, главным образом, для управления движением на этапе наведения.

В зависимости от способа решения задачи системы радиоуправления могут быть либо системами автоматического регулирования с обратной связью (замкнутыми), либо разомкнутыми. Система радиоуправления с обратной связью может быть использована, например, для стабилиза-

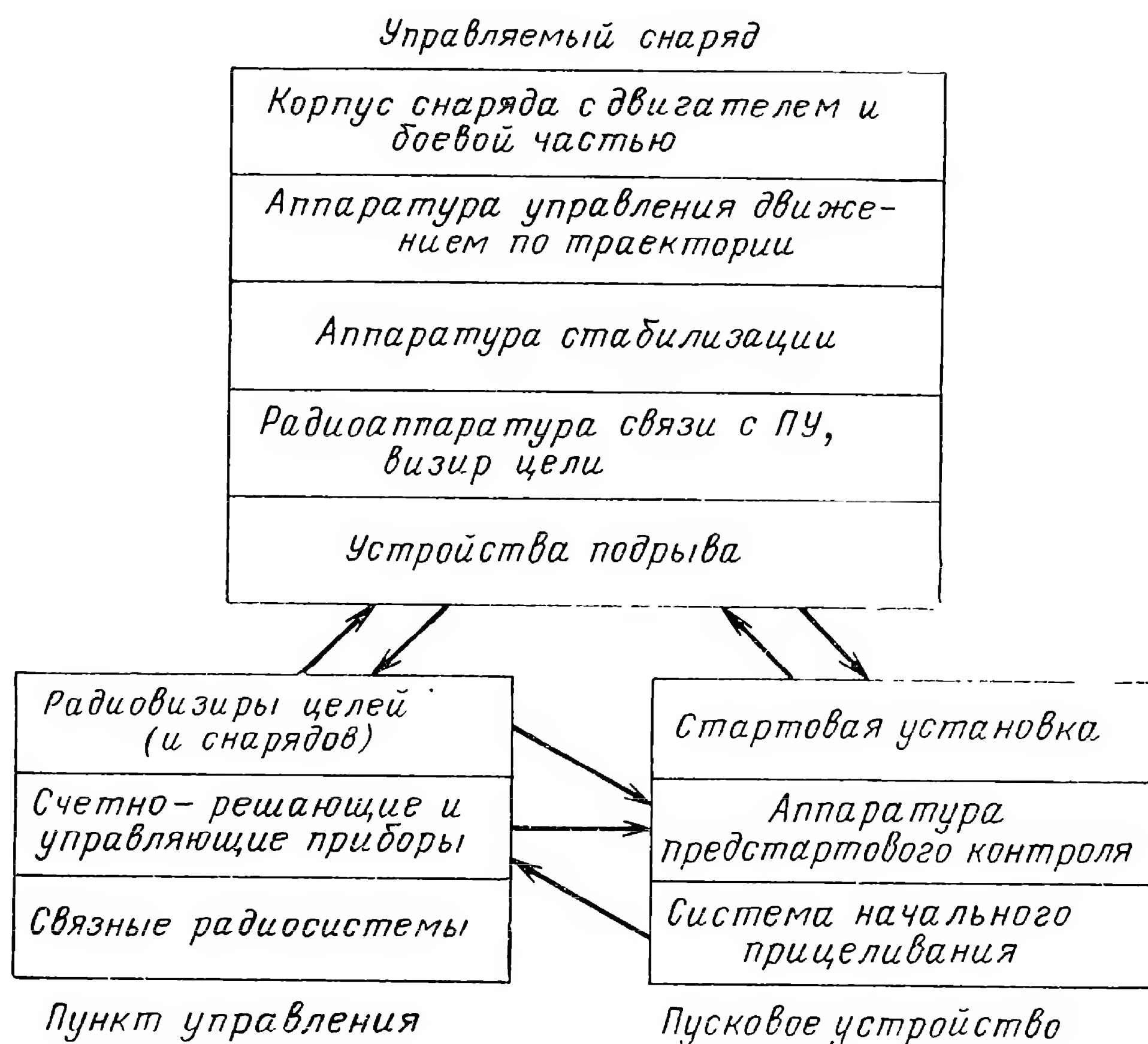


Рис. 1.11. Комплекс управляемого снаряда.

ции высоты полета низколетящей крылатой ракеты «Поверхность — Поверхность». В случае отклонения высоты полета от расчетной на выходе радиовысотомера, устанавливаемого на борту, появляется напряжение, пропорциональное этому отклонению. Напряжение от радиовысотомера вызывает изменение положения рулей тангажа снаряда, в результате чего высота полета изменяется до тех пор, пока показания высотомера не будут соответствовать расчетным. Таким образом, здесь существует замкнутый контур автоматического управления.

В зависимости от режима работы системы радиоуправления с обратной связью могут быть следящими или корректирующими.

При следящем управлении процесс регулирования в контуре происходит практически непрерывно, а это означает, что для управления

движением снаряда непрерывно измеряются и обрабатываются координаты цели и снаряда и непрерывно отрабатывается параметр рассогласования. При корректирующем управлении движением процессы определения параметра рассогласования и его отработка разнесены по времени. Например, на каком-то отрезке времени измеряются координаты, скорости, ускорения и т. д. цели и управляемого снаряда. Затем эти данные обрабатываются и определяется, какая команда и в какое время должна быть отработана снарядом. Полученные величины, если их вычисление производилось не на борту, а на пункте управления, передаются по соответствующему радиоканалу передачи данных на снаряд и запоминаются в бортовом устройстве. В нужный момент происходит отработка команды, а координаты и параметры движения снаряда и цели в это время, в принципе, могут и не измеряться. В системах радиоуправления движением атмосферных снарядов используется, в основном, следящее управление.

Примером разомкнутой системы управления можно считать систему взведения взрывателя на борту снаряда по командам с пункта управления. Например, при достаточном сближении снаряда с целью, что контролируется при помощи радиовизиров, с пункта управления на борт снаряда подается команда, разрешающая подачу питающих напряжений на схему радиовзрывателя.

В настоящей главе рассматриваются способы управления движением снаряда. Необходимо иметь в виду, что возможны два вида движения снаряда: вращение снаряда относительно его центра масс и пространственное перемещение центра масс по траектории. В данном параграфе основное внимание уделяется способам радиоуправления пространственным перемещением центра масс снаряда. Изучение способов управления позволяет связать рассмотренные в предыдущем параграфе методы наведения с теми радиотехническими системами, которые обеспечивают их реализацию.

2. Способы радиоуправления

Будем различать следующие способы радиоуправления: командное радиоуправление; радиотеленаведение; самонаведение; автономное радиоуправление.

Командное радиоуправление и радиотеленаведение представляют собой две разновидности способа радиоуправления, которому соответствует **наведение с пункта управления**.

Если для наведения снаряда на цель используется два или более различных способов радиоуправления, то такое управление называется **комбинированным**.

а) Командное радиоуправление (КРУ). Для командного радиоуправления характерным является то, что команда управления движением снаряда формируется на пункте управления. Сформированная в соответствии с выбранным методом наведения команда передается на борт снаряда по **командной радиолинии (КРЛ)**. Командная радиолиния обычно включает в себя два канала для управления движением в двух плоскостях. В результате исполнения управ-

ляемым снарядом принятых команд обеспечивается необходимое исправление траектории полета. Для формирования команд на пункте управления необходимо иметь данные о параметрах движения цели и снаряда. Наиболее распространенным является такой способ, при котором информация о параметрах движения цели и снаряда получается непосредственно на пункте управления с помощью радиовизиров цели и снаряда (РВЦ и РВС). Этот способ называется командным радиоуправлением I типа (КРУ-I). Соответствующая ему функциональная

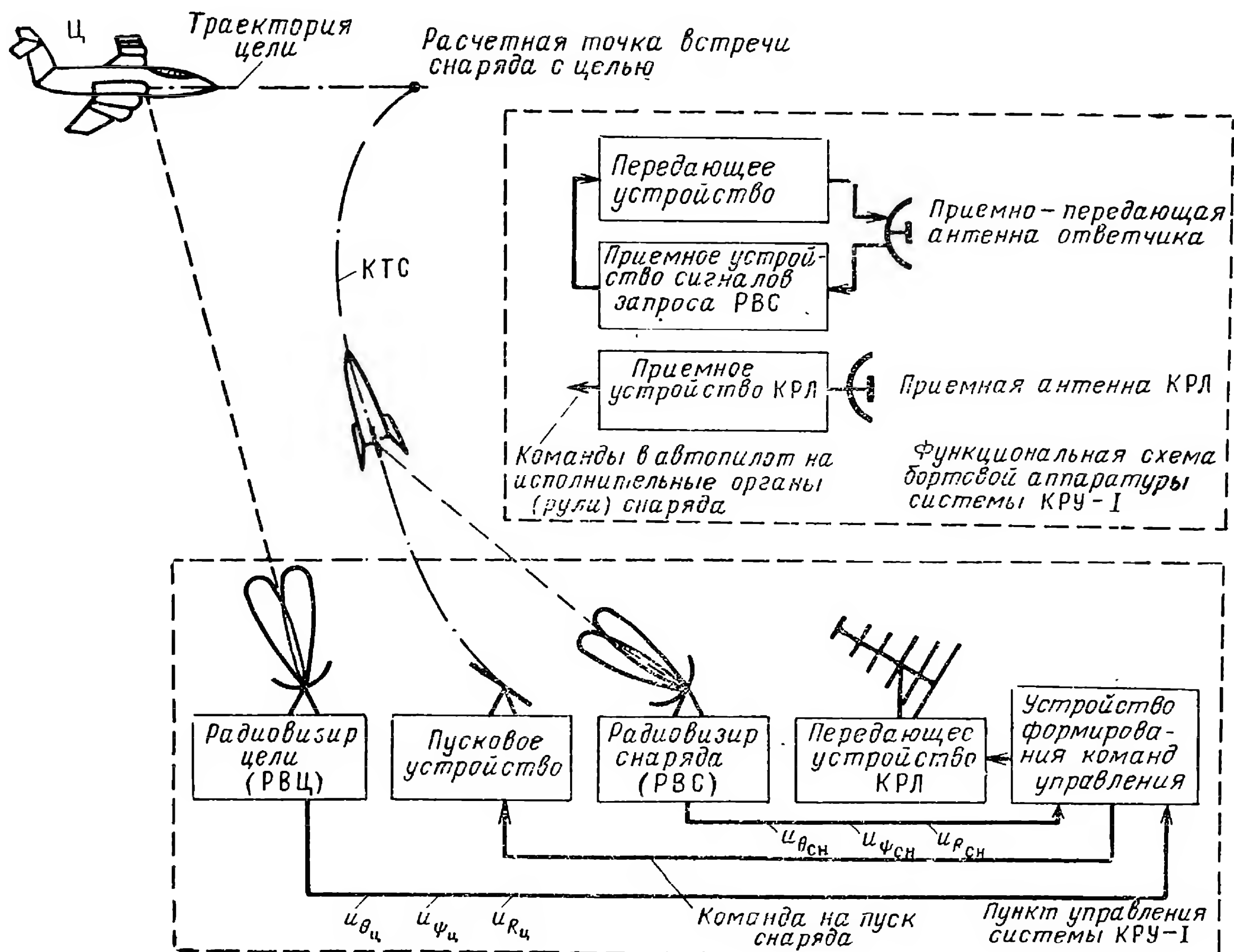


Рис. 1.12. Функциональная схема системы командного радиоуправления I типа (КРУ-I).

схема представлена на рис. 1.12. Радиовизир цели здесь представляет собой радиолокатор, работающий по сигналу, отраженному от цели. Радиовизир снаряда связан с бортовым ответчиком и работает в режиме «запрос-ответ» по переизлучаемому сигналу. Данные радиовизиров обрабатываются в устройстве формирования команд управления, где вырабатываются команды, поступающие на передающее устройство КРЛ. Система, изображенная на рис. 1.12, может быть упрощена путем совмещения аппаратуры канала запроса в радиовизире снаряда с аппаратурой КРЛ. При известных условиях можно также совместить аппаратуру радиовизира снаряда с аппаратурой радиовизира цели. Такое совмещение будет возможно в тех случаях, когда азимуты и углы места, определяющие положение снаряда и цели в про-

странстве в единой системе координат, не будут существенно различаться. Особенно целесообразно такое совмещение при управлении снарядом с самолета.

Существуют системы, в которых радиовизир цели (РВЦ) устанавливается не на пункте управления, а на борту снаряда, как это представлено на рис. 1.13. Подобное управление называют командным радиоуправлением II типа (КРУ-II). Как правило, КРУ-II — полуавтоматические системы. В их работе участвует оператор. Результаты визирования на борту снаряда в виде телевизионного или радиолокационного изображения цели по специальной радиолинии передаются на

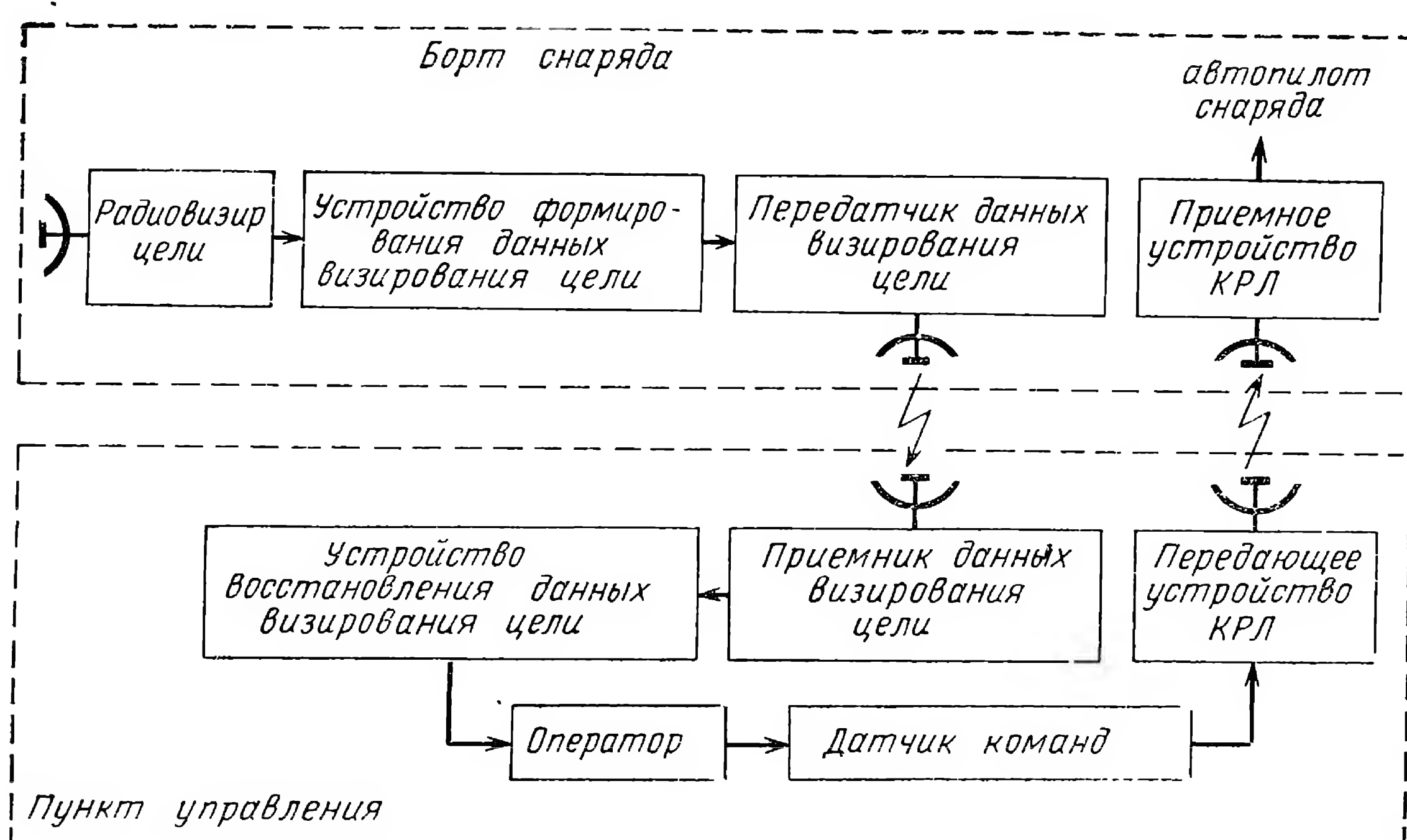


Рис. 1.13. Функциональная схема системы командного радиоуправления II типа (КРУ-II).

пункт управления. Наблюдая за экраном визира, оператор вырабатывает команду управления, которая передается на борт снаряда по командной радиолинии.

Наконец, иногда выделяют командное радиоуправление III типа [6] КРУ-III. Радиоуправление этого типа является частным случаем КРУ-I, когда цель совмещена с местоположением радиовизира управляемого объекта. КРУ-III поэтому может быть названо наведением «на себя». Такое командное радиоуправление применяется, например, в системах слепой посадки самолетов, когда оператор радиолокационной станции, находящейся в конце взлетно-посадочной полосы, в соответствии с расчетной траекторией посадки передает по радиолинии пилоту команды типа «влево-вправо», «вверх-вниз».

Для всех трех перечисленных типов командного радиоуправления общим является то, что команды формируются на пункте управления. Системы КРУ находят широкое применение при управлении снарядами различных классов. КРУ-I и КРУ-III отличает простота бортовой

аппаратуры снаряда: на борту располагается лишь приемник КРЛ и маломощный ответчик, обеспечивающий работу РВС.

б) Радиотеленавешение. Для радиотеленавешения характерным является формирование команды на борту снаряда. Информация о положении цели получается на пункте управления, где устанавливаются передающие устройства, создающие определенную пространственную структуру электромагнитного поля. Бортовая аппаратура снаряда анализирует принимаемые сигналы и вырабатывает команды управления таким образом, чтобы заставить снаряд занять определенное по-

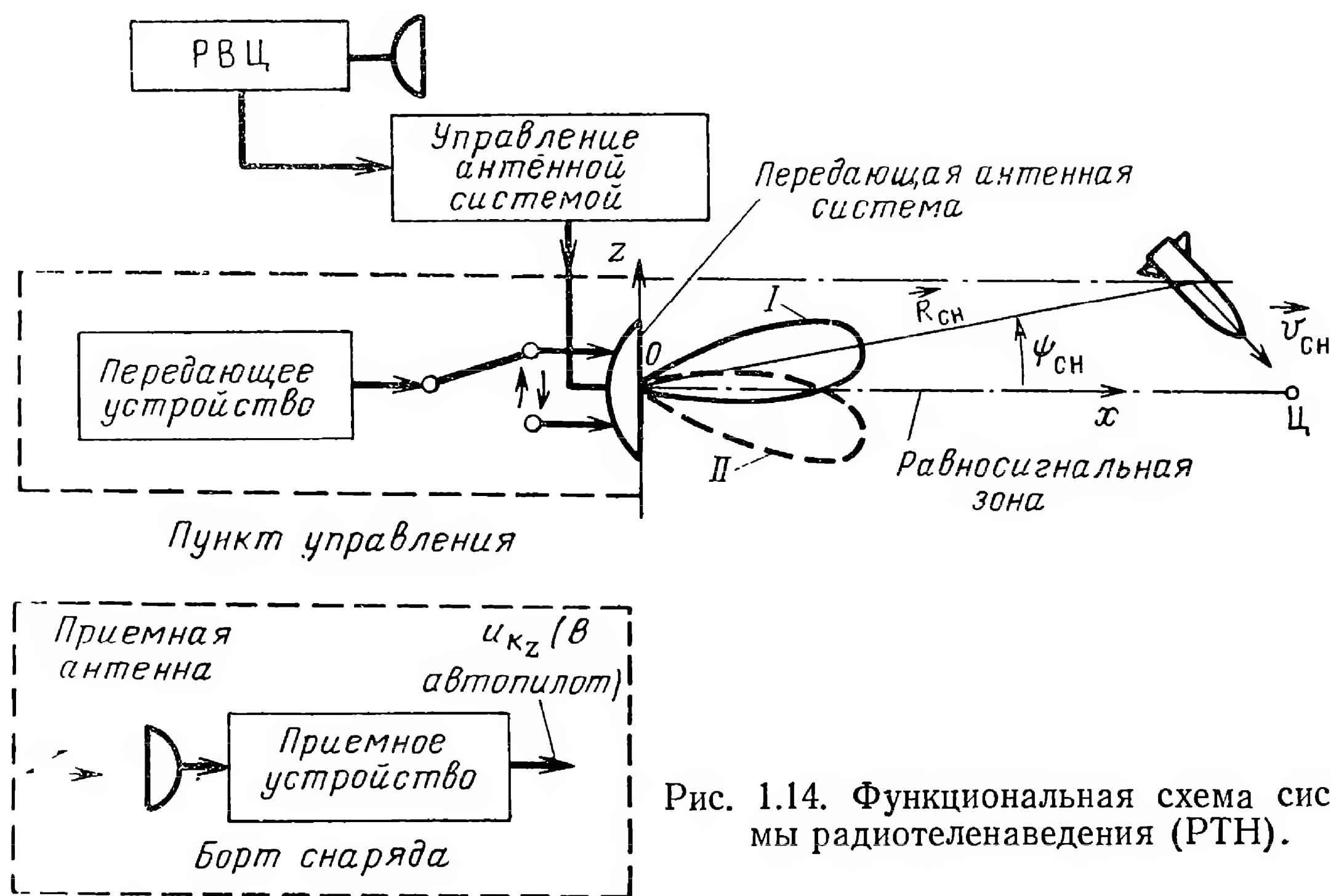


Рис. 1.14. Функциональная схема системы радиотеленавешения (РТН).

ложение относительно заданного электромагнитного поля. Для наглядности рассмотрим простейший пример практической реализации способа радиотеленавешения: радиотеленавешение с помощью равносигнальной зоны. Функциональная схема простейшего варианта такой системы управления приведена на рис. 1.14. Диаграмма направленности антенной системы на пункте управления периодически «переключается» в положения I и II. При отклонении снаряда от плоскости Oyx на вход бортового приемника поступает амплитудно-модулированный сигнал. В плоскости Oyx модуляция отсутствует, так как амплитуда принимаемого сигнала одинакова в обоих положениях диаграммы направленности. Поэтому эту плоскость можно назвать **равносигнальной зоной**. Частота модулирующего сигнала равна частоте переключений диаграммы антенны пункта управления. При прохождении снаряда через равносигнальную зону фаза огибающей амплитудно-модулированного колебания изменяется на 180° . Глубина амплитудной модуляции при заданных характеристиках направленности передающей антенны является функцией угла $\psi_{сн}$. Следовательно, команда управления будет определяться положением снаряда в горизонталь-

ной плоскости относительно равносигнальной зоны. На борту снаряда вырабатывается командный сигнал, пропорциональный глубине модуляции, а следовательно, углу $\psi_{сн}$. Этот сигнал воздействует на рули, возвращающие снаряд в плоскость Oyx . В зависимости от положения цели, координаты которой определяются РВЦ, можно поворачивать антенную систему, перемещая равносигнальную зону в нужном направлении. Радиотеленаведение можно использовать при трехточечных методах наведения и при наведении по фиксированным траекториям. Рассмотренная система радиотеленаведения (рис. 1.14) может быть, например, применена для управления снарядами класса «Поверхность — Поверхность», полет которых должен происходить в заданной вертикальной плоскости.

В общем случае наведение снарядов осуществляется по пространственной траектории и равносигнальная зона должна задаваться в виде некоторой линии в пространстве. Управление движением снаряда способом радиотеленаведения с помощью равносигнальной зоны, заданной в виде прямой линии, называют управлением в луче. Радиотеленаведение, так же как и КРУ-I, большей частью осуществляется в пределах прямой геометрической видимости. Подобное обстоятельство определяется требованиями высокой точности наведения и мобильности пунктов управления, поэтому необходимо использовать достаточно короткие рабочие волны (сантиметрового и дециметрового диапазонов).

Преимуществом радиотеленаведения по сравнению с командным управлением является возможность одновременного наведения на данную цель нескольких снарядов с помощью одного канала радиотеленаведения.

Основным недостатком систем радиотеленаведения является ограниченность возможных маневров пункта управления, на котором установлено радиопередающее устройство, формирующее поле (в частности, радиолуч). Недостатки радиотеленаведения ограничивают его применение в ряде задач, связанных с быстроманеврирующими объектами.

С точки зрения упрощения состава аппаратуры удобно, чтобы радиовизир цели (РВЦ) одновременно задавал равносигнальную зону для наведения снаряда методом совмещения. Однако при этом пункт управления должен все время находиться на линии, проходящей через цель и снаряд. При маневре цели или пункта управления такое расположение может нарушиться и обратное восстановление режима наведения оказывается весьма затруднительным. Лучшими тактическими характеристиками обладают системы радиотеленаведения с отдельным радиовизиром цели. При этом становится возможным наведение с упреждением, но и в этом случае приходится накладывать ограничения на допустимые маневры пункта управления. Остается также опасность потери снаряда при выходе его далеко за пределы равносигнальной зоны.

в) Самонаведение. При самонаведении команда управления формируется на снаряде в соответствии с взаимным расположением и характером движения цели относительно управляемого снаряда. Данные о параметрах движения цели с помощью бортового радиовизира получают на борту снаряда путем анализа сигналов, поступающих на

снаряд непосредственно от цели. Траектории движения снаряда соответствуют различным методам двухточечного наведения. Самонаведение осуществляется в пределах прямой геометрической видимости между снарядом и целью.

Для одного из простейших методов самонаведения (прямого самонаведения) значение командного сигнала определяется величиной угла ϵ между продольной осью управляемого снаряда $x_{сн}$ и направлением на цель (рис. 1.15). Подобное наведение может быть осуществлено, например, на основе принципа, применяемого в радиолокационных станциях с автослежением за целью. На снаряде устанавливается приемная антенна со сканирующей диаграммой направленности. Направление равносигнальной зоны, создаваемой этой антенной, жестко связано (совпадает) с направлением продольной оси снаряда. Параметр рассогласования в сигнале на входе приемника отображается глубиной и фазой амплитудной модуляции. Эти величины преобразуются в командные сигналы, поступающие в автопилот. В результате корпус снаряда поворачивается так, что $\epsilon \rightarrow 0$, т. е. осуществляется прямое наведение. Бортвые радиовизоры цели при самонаведении могут

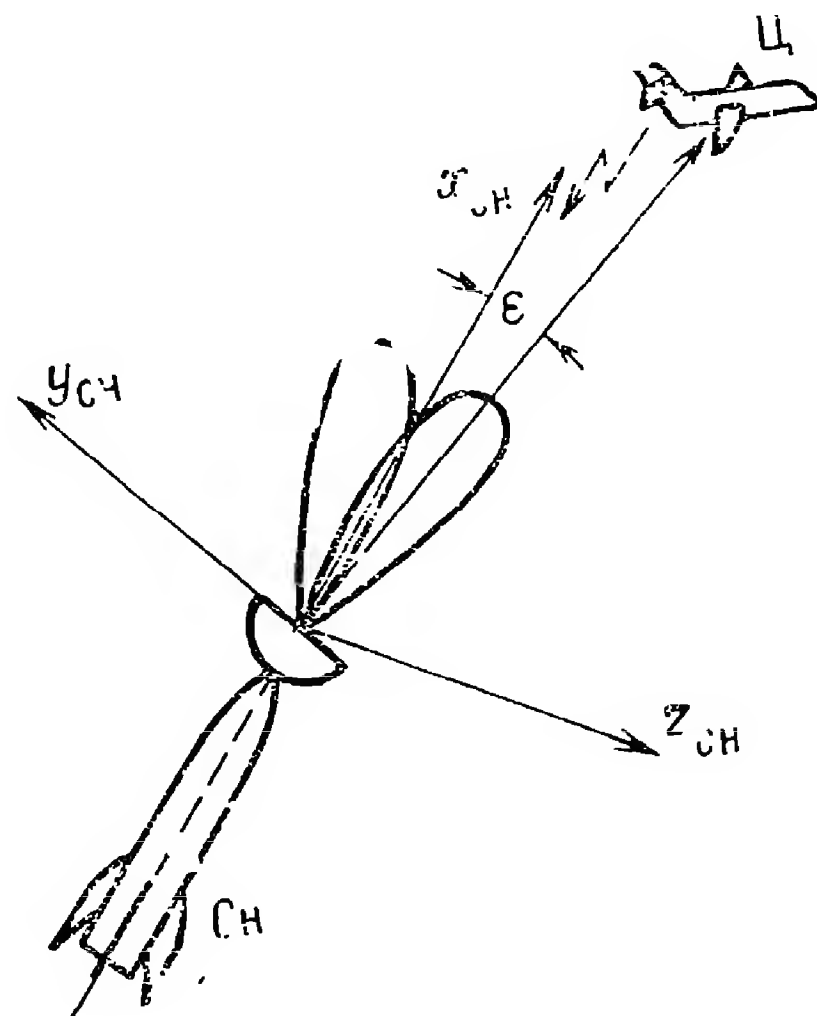


Рис. 1.15. К пояснению принципа прямого самонаведения.

быть активными, полуактивными и пассивными. При активном и пассивном радиовизирах в процессе полета снаряда пункт управления вообще не нужен, а при полуактивном — функции пункта управления существенно упрощаются и сводятся к созданию радиосигнала «подсвета» цели. Следует отметить, что, как правило, при всех видах самонаведения перед пуском снаряда на пункте управления необходимо иметь начальные данные о параметрах движения цели, которые используются для обеспечения режима захвата цели бортовым радиовизиром, расчета угла упреждения и т. п. То обстоятельство, что в процессе полета отпадает необходимость в пункте управления, предопределяет важные тактические преимущества самонаведения. Действительно, после пуска снарядов пункты управления (самолет-носитель, корабль или любой другой подвижный пункт) могут совершать самые произвольные маневры. Однако с другой стороны, так как параметры движения цели определяются непосредственно на борту снаряда, конструктивно-технические решения бортовой аппаратуры снаряда оказываются достаточно сложными. В основном, это относится к системам с активными бортовыми радиовизирами, когда на борт снаряда приходится ставить радиопередающее устройство.

Важной отличительной особенностью самонаведения является также то обстоятельство, что на этапе сближения снаряда с целью, т. е. при удалении от стартовой позиции, точность наведения, как правило, возрастает.

г) **Автономное радиуправление.** Автономное радиуправление применяется для наведения снарядов на неподвижные, а также детерминированно движущиеся цели или чаще для вывода в район цели с последующим переходом на другие способы радиуправления. Перед пуском снаряда в бортовое программно-временное устройство закладываются данные о необходимом законе управления.

В процессе полета с помощью радиоустройств, установленных на борту, осуществляется текущее измерение параметров движения (высоты, скорости, бокового сноса и т. д.) снаряда и в том случае, если они отличаются от заранее запрограммированных, определяется их разность (параметр рассогласования). Команда управления движением формируется на борту снаряда. Таким образом, реализуется автономное радиуправление по фиксированным траекториям. О недостатках движения по фиксированной траектории говорилось ранее в § 1.2.

Если на борту снаряда имеются датчики, способные реагировать на окружающие условия, появляется возможность полета по гибкой программной траектории. Фиксированным параметром в этом случае является только место расположения неподвижной цели или ее движение по априорно известной детерминированной траектории. Соответствующая информация хранится на борту в запоминающем устройстве. Частным случаем датчика, реагирующего на окружающие условия, можно считать бортовой «впередсмотрящий» радиолокатор, антенная система которого имеет диаграмму, направленную вперед и вниз относительно вектора скорости снаряда. Такой локатор помогает низколетящим управляемым снарядам и самолетам огибать препятствия. При этом будет выполняться заранее заданная программа полета даже при наличии существенных неровностей поверхности. При отсутствии препятствий полет происходит горизонтально на заранее заданной постоянной высоте [88].

Для формирования параметра рассогласования в системах автономного радиуправления используются сигналы, поступающие на снаряд от радиоориентиров. Естественными ориентирами могут служить, например, дискретные источники космического радиоизлучения (радиозвезды), Солнце, а также поверхность Земли, отражающая радиоволны. В качестве искусственных радиоориентиров используются передающие и приемо-передающие устройства (маяки и ответчики), расположенные на поверхности Земли в точках с известными координатами.

В зависимости от используемых типов радиоориентиров можно говорить о двух видах автономного радиуправления, с **полной** (приборной и информационной) **автономностью** и с **неполной** (только информационной) **автономностью**.

В системах с **полной автономностью** для формирования параметра рассогласования не требуется никаких радиоустройств, расположенных вне борта управляемого снаряда. Простейший пример применения такой системы — использование радиовысотомера для обеспечения высоты полета снаряда по заданной программе.

В системах радиуправления с **неполной автономностью** (полуавтономных), помимо бортовых радиоустройств, необходимы еще ра-

ноустройства, расположенные в точках с известными координатами. Такие устройства могут работать в режиме ответчиков, когда их излучение происходит по поступлении запросного сигнала с борта управляемого снаряда. Возможна также работа в маячном режиме, при котором излучение происходит непрерывно или через определенные промежутки времени (в соответствии с заранее заданной программой). Определение параметров движения снаряда (дальности, скорости и т. д.) осуществляется радиоустройствами, размещаемыми на борту снаряда, что позволяет считать такие системы системами с информационной автономностью.

В качестве примера рассмотрим радиодатчик системы радиоуправления с полной автономностью — устройство определения скорости полета летательного аппарата относительно поверхности Земли.

В этом случае на борту устанавливается приемо-передатчик, излучение которого может быть монохроматическим с частотой f_0 . Антенна (нередко — это одна антенна, работающая как в режиме излучения, так и в режиме приема) имеет достаточно узкую диаграмму направленности, максимум которой отклонен от продольной оси летательного аппарата на угол γ_0 (рис. 1.16). Для простоты положим, что направление вектора скорости $\vec{v}_{\text{ла}}$ совпадает с продольной осью. Радиосигнал облучает поверхность, рассеивается ею, и часть рассеянной мощности вновь попадает в антенну. В силу того, что в направлении максимума излучения имеется составляющая скорости, равная $v_{\text{ла}} \cos \gamma_0$, принимаемый сигнал будет отличаться от излученного по частоте на доплеровский сдвиг, который равен

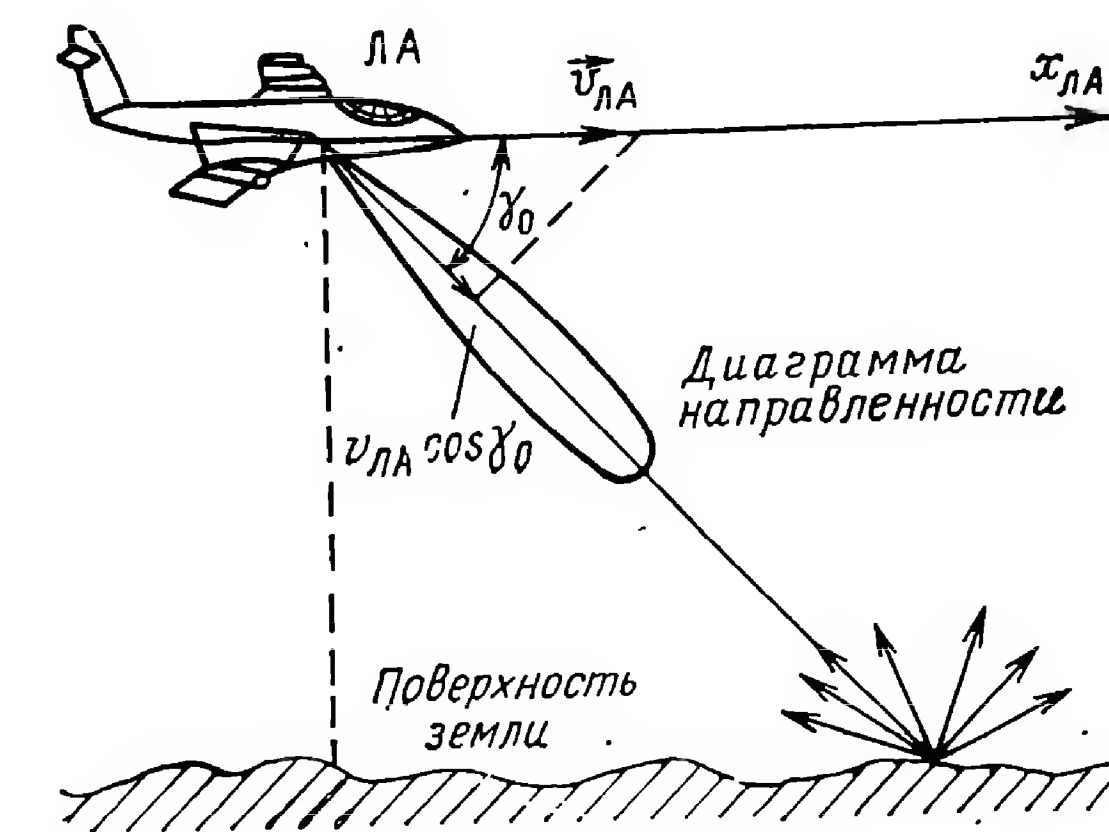


Рис. 1.16. К пояснению принципа автономного радиоуправления с помощью бортового доплеровского измерителя скорости.

$$F_{\text{д}} = \frac{2v_{\text{ла}} \cos \gamma_0}{c} f_0.$$

Поскольку величины γ_0 и f_0 известны, измеряя значение доплеровского сдвига $F_{\text{д}}$, можно получить информацию о скорости полета снаряда, а интегрируя скорость — установить пройденный путь.

Аналогичная система, но с антенной, максимум диаграммы направленности которой установлен в поперечной плоскости, позволит контролировать боковую скорость.

Автономные радиоустройства предназначены и для обеспечения правильной ориентации снаряда, т. е. в этом случае должна решаться задача управления поворотом связанной со снарядом системы координат.

Автономное радиоуправление, так же как и самонаведение, обладает тем преимуществом, что в процессе наведения отпадает необходимость в пункте управления. Для работы автономных радиосистем не требуется визирования целей. Поэтому дальность наведения систем автономного радиоуправления может существенно превышать расстояние прямой видимости. Недостаток их состоит в том, что с помощью автономных систем нельзя осуществить поражение маневрирующей цели.

д) **Комбинированное радиоуправление.** Во многих случаях не удастся обеспечить наведение снаряда на цель с требуемой точностью, пользуясь только одним способом управления. В зависимости от конкретных условий на разных этапах полета приходится прибегать к различным способам управления, реализуя тем самым комбинированное управление. Комбинированное радиоуправление может быть последовательным и параллельным.

При последовательном комбинированном радиоуправлении различные способы управления используются поочередно. Например, непосредственно после старта, как правило, используется только автономное нерадиотехническое управление. Задача на этом начальном этапе состоит в том, чтобы ввести снаряд в зону действия системы радиоуправления с необходимыми начальными условиями. Следующим этапом может, например, быть трехточечное наведение с пункта управления, с использованием либо командного управления типа КРУ-1, либо радиотеленаведения. На этом этапе самонаведение, может оказаться еще неприменимым, поскольку дальность от снаряда до цели слишком велика. В дальнейшем может потребоваться опять изменение способа управления, так как для систем командного управления КРУ-1 и для радиотеленаведения характерно ухудшение точности с увеличением расстояния между снарядом и пунктом управления. Поэтому, когда это расстояние становится большим, а расстояние от снаряда до цели уже невелико, целесообразно переходить к самонаведению.

Если предполагается перейти от трехточечного наведения к двухточечному, необходимо учитывать, что в общем случае формы трехточечной и двухточечной траекторий не совпадают, поэтому на расчетной (кинематической) траектории в момент перехода с одного способа управления на другой будет наблюдаться излом. Это потребует соответствующего маневра снаряда. В реальном случае подобный маневр совершается с конечной скоростью, и времени может оказаться недостаточно. Поэтому возможно возникновение недопустимо большого промаха. Из сказанного очевидно, что одной из важных проблем в системах комбинированного управления является сопряжение траекторий, соответствующих различным участкам полета снаряда. При этом излом кинематической траектории не должен быть больше допустимого.

Другой проблемой для рассматриваемого варианта построения комбинированной системы является обеспечение режимов поиска и захвата цели бортовым радиовизиром после перехода к режиму самонаведения.

Примером параллельного комбинированного радиоуправления является такая реализация системы, когда в процессе трехточечного наведения управление одним и тем же снарядом может осуществляться одновременно, как при помощи командной линии, так и путем радиотеленаведения. Используется тот вид управления, который в данных условиях более эффективен, т. е. обеспечивает большую точность и дальность наведения, отличается большей надежностью и т. д.

В общем случае возможно последовательно-параллельное комбинированное радиоуправление.

Применение комбинированного управления связано с усложнением состава бортовой аппаратуры снаряда, а в общем случае, и системы управления в целом. В определенных случаях, однако, только такой способ обеспечивает требуемую вероятность поражения цели.

§ 1.4. УПРАВЛЯЕМЫЙ СНАРЯД

1. Способы создания поперечного ускорения снаряда

Управление полетом снаряда осуществляется изменением направления его вектора скорости. Для этого необходимо создать управляющую силу, приложенную к снаряду перпендикулярно его вектору скорости и расположенную в плоскости необходимого изменения траектории. Действие этой силы приведет к появлению поперечного ускорения, которое и изменит направление вектора скорости.

Полет рассматриваемых управляемых снарядов происходит в атмосфере, где аэродинамические силы играют основную роль в создании управляющей силы. Наибольшее распространение получили две аэродинамические схемы снарядов: крестокрылого (рис. 1.17) и плоскокрылого (рис. 1.18). На рис. 1.17 и 1.18 показаны органы управления снарядами: элероны, рули тангажа и рули курса.

Крестокрылые снаряды имеют две пары крестообразно расположенных крыльев и две пары аналогично расположенных стабилизаторов. Они обладают осевой аэродинамической симметрией. Специальная автономная система стабилизации, в которой в качестве управляющих органов используются элероны, обеспечивает движение снаряда без крена, т. е. противодействует его повороту вокруг продольной оси. Для управления движением в вертикальной плоскости (плоскости $x_{сн}y_{сн}$) используются рули тангажа (их также называют рули высоты), а для управления в боковой плоскости ($x_{сн}z_{сн}$) — рули курса (другое название — рули направления).

Крестокрылые снаряды применяются, например, в качестве зенитных управляемых реактивных снарядов (ЗУРС).

Для пояснения механики разворота крестокрылых снарядов рассмотрим горизонтальный полет, когда боковая плоскость становится горизонтальной. Допустим, что произошло отклонение рулей курса влево по отношению к оси снаряда $\vec{x}_{сн}$ на угол δ_n (рис. 1.19). Аэродинамическую силу, действующую на руль перпендикулярно к его

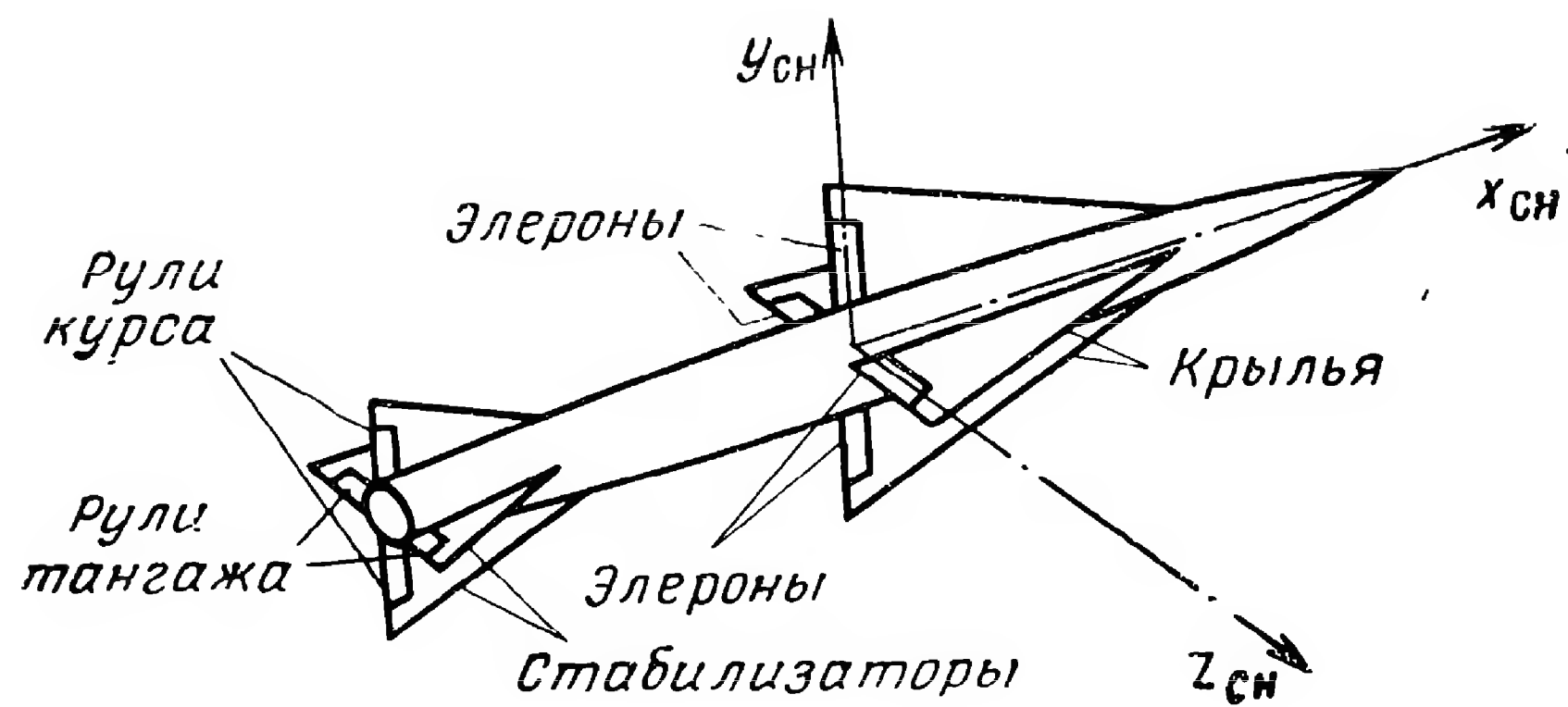


Рис. 1.17. Аэродинамическая схема крестокрылого снаряда.

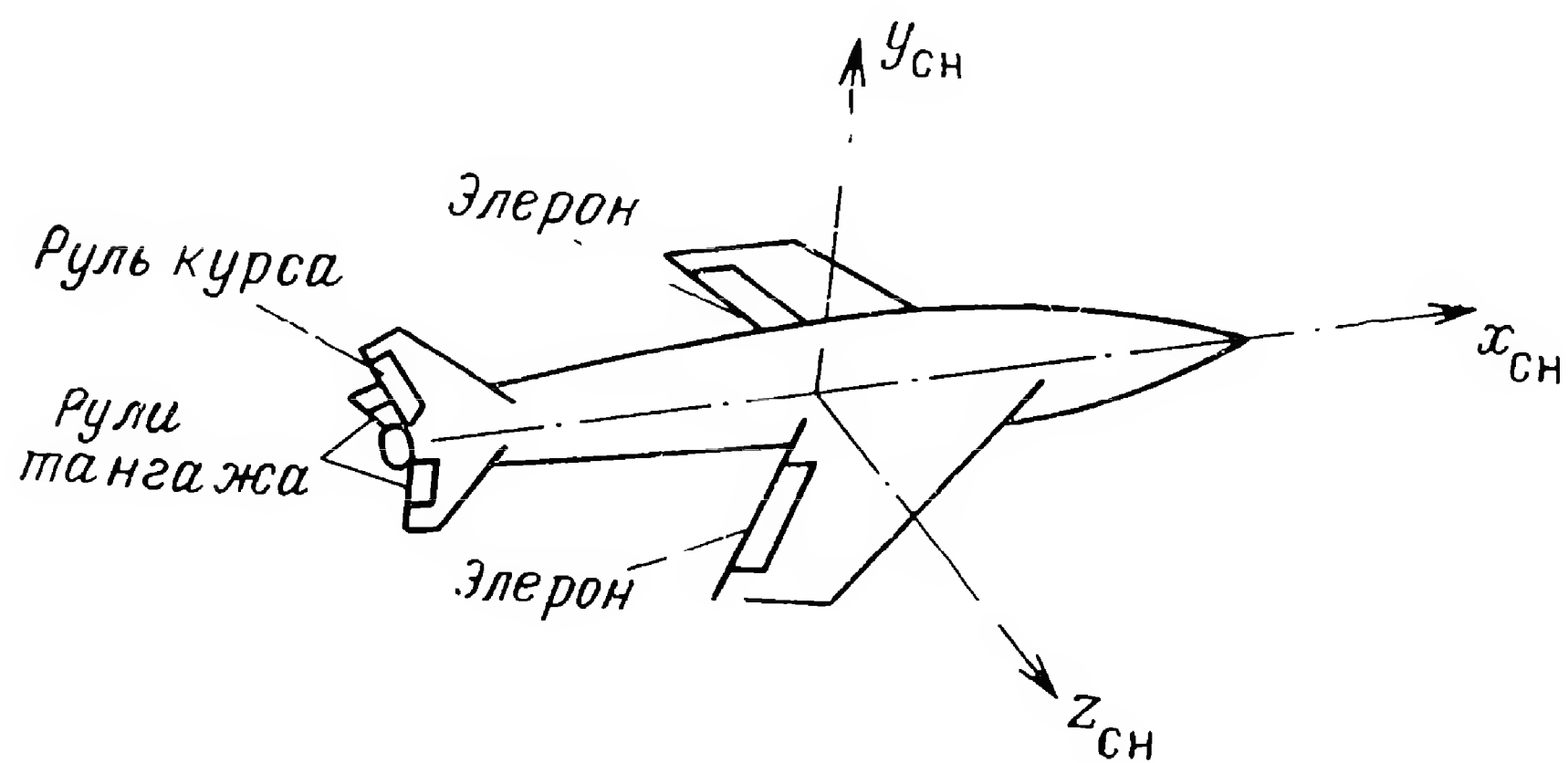


Рис. 1.18. Аэродинамическая схема плоскострельного снаряда.

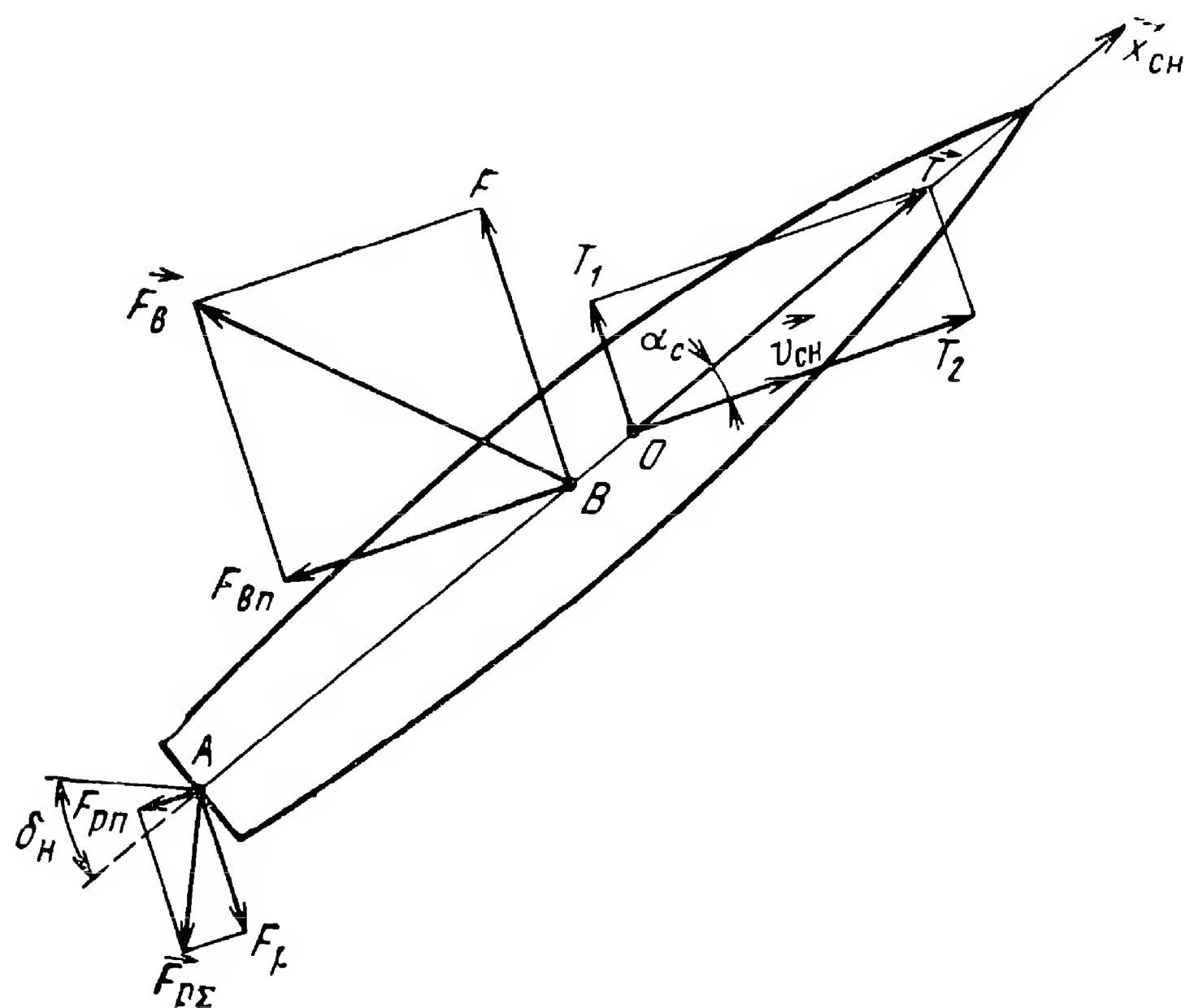


Рис. 1.19. К пояснению механики разворота крестокрылого снаряда.

поверхности $\vec{F}_{p\Sigma}$, можно разложить на две составляющие: продольную $F_{p\parallel}$ (по направлению вектора скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$) и поперечную $F_{p\perp}$ (перпендикулярную вектору скорости). Нас будет интересовать, в основном, поперечная составляющая $F_{p\perp}$, так как продольная только лишь несколько увеличивает лобовое сопротивление снаряда. Под действием силы $\vec{F}_{p\Sigma}$, проходящей через центр приложения аэродинамических сил руля A , снаряд начнет разворачиваться вокруг центра масс O , что приведет к изменению угла скольжения α_c между вектором скорости и осью снаряда. Это, в свою очередь, приведет к изменению аэродинамической силы \vec{F}_B , которая возникает за счет действия потока воздуха на крылья и корпус снаряда, и к появлению поперечной составляющей $T_1 = T \sin \alpha_c$ силы тяги двигателя \vec{T} . Сила \vec{F}_B проходит через центр приложения аэродинамических сил снаряда B .

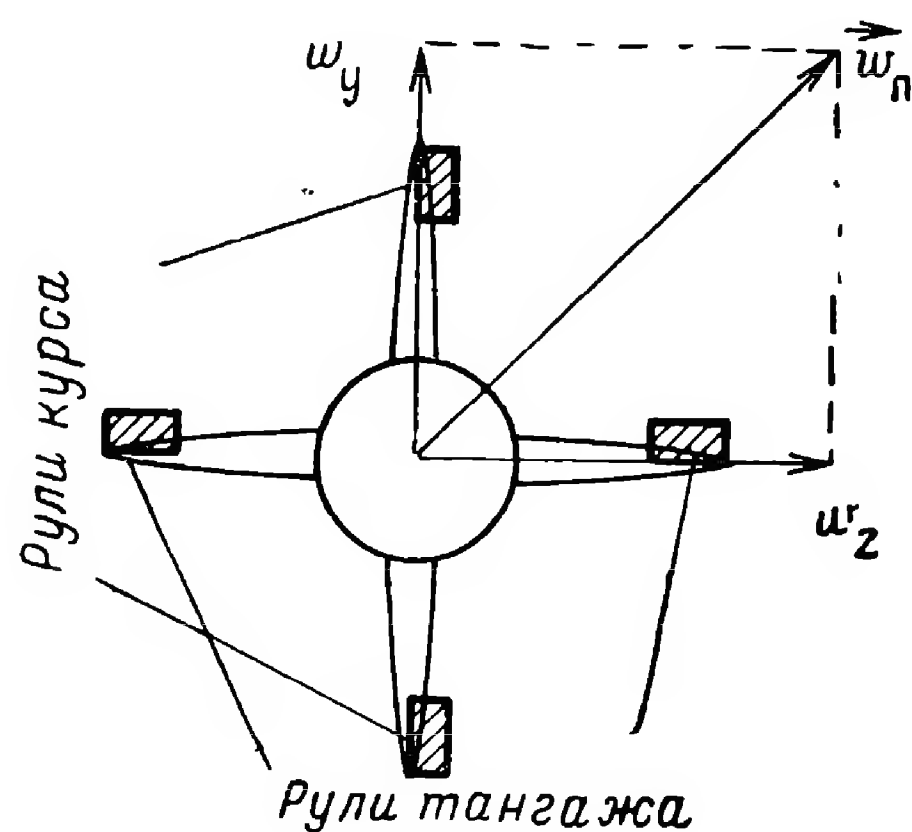


Рис. 1.20. Схема управления разворотом крестового снаряда.

Эту силу \vec{F}_B также можно разложить на поперечную F и продольную $F_{в\parallel}$ составляющие. Продольная составляющая $F_{в\parallel}$ создает лобовое сопротивление снаряда, которое компенсируется продольной составляющей силы тяги двигателя $F_{г\parallel} = T \cos \alpha$. Строго говоря, алгебраическая сумма продольных составляющих $T_2 - F_{в\parallel} - F_{p\parallel}$ не равна нулю, за счет чего происходит некоторое изменение модуля вектора скорости снаряда при разворотах последнего. Однако это изменение невелико и в дальнейшем учитываться не будет. Ось снаряда будет разворачиваться до тех пор, пока момент силы \vec{F}_B относительно центра масс не уравновесит момент силы $\vec{F}_{p\Sigma}$. Равнодействующая поперечная сила $F_{\Sigma} = F - F_{p\perp} + T_1$, приложенная к центру масс, и будет управляющей силой. Так как площадь крыльев и фюзеляжа много больше площади рулей, то $F \gg F_{p\perp}$ и вектор скорости снаряда будет разворачиваться в ту же сторону, в какую отклонились рули.

Для крестовых снарядов механизм разворота в вертикальной плоскости аналогичен рассмотренному; следует лишь дополнительно учитывать проекцию силы тяжести снаряда на ось, перпендикулярную вектору скорости, лежащую в вертикальной плоскости.

Для разворота в произвольной плоскости необходимо отклонить как рули тангажа, так и рули курса (рис. 1.20). При этом появляется как угол атаки α_a , так и угол скольжения α_c . При отсутствии крена управление в боковой и вертикальной плоскостях осуществляется независимо друг от друга. При этом за счет угла атаки создается составляющая поперечного ускорения \vec{w}_y , лежащая в вертикальной плоскости, за счет угла скольжения — составляющая поперечного ускоре-

ния $\vec{\omega}_z$, лежащая в боковой плоскости, а полное поперечное ускорение $\vec{\omega}_\Pi$ равно их геометрической сумме: $\vec{\omega}_\Pi = \vec{\omega}_y + \vec{\omega}_z$. Разворот снаряда будет происходить в плоскости, проходящей через векторы $\vec{v}_{сн}$ и $\vec{\omega}_\Pi$. Такой тип рулевого управления называется **д е к а р т о в ы м**, поскольку управление осуществляется с помощью изменения декартовых составляющих вектора поперечного ускорения.

П л о с к о к р ы л ы е с н а р я д ы (самолеты-снаряды) имеют одну пару сильно развитых крыльев, т. е. обладают плоскостной аэродинамической симметрией (рис. 1.18). Подобные снаряды применяются,

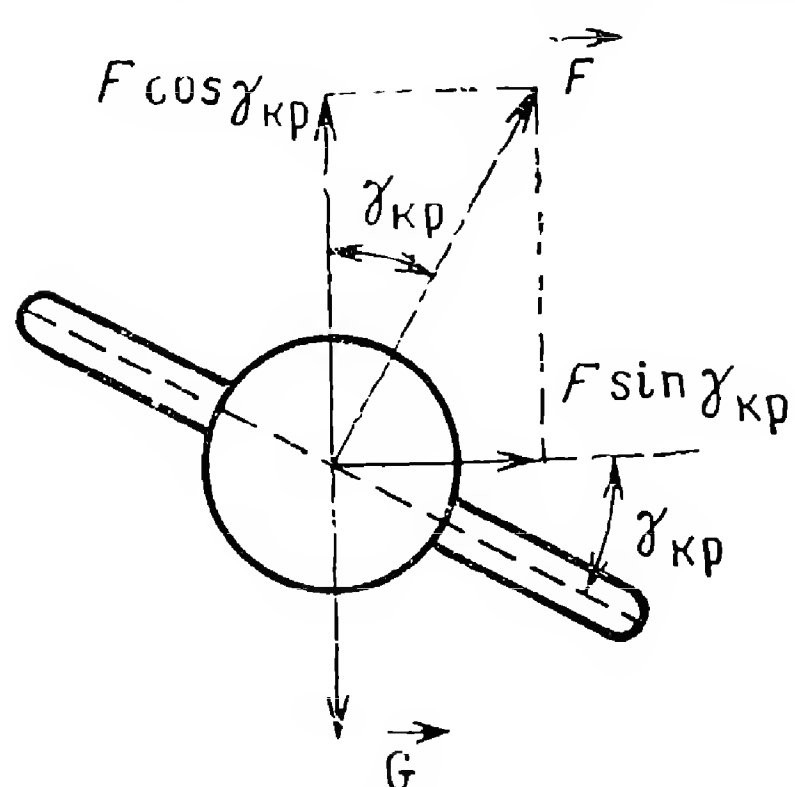


Рис. 1.21. Схема управления разворотом плоскокрылого снаряда.

например, для поражения наземных или надводных целей при запуске с самолета-носителя (снаряды класса «Воздух—Поверхность»).

Механика разворота плоскокрылых и крестокрылых снарядов в вертикальной плоскости одинакова. Рассмотрим механику разворота плоскокрылых снарядов в горизонтальной плоскости. Так как плоскокрылые снаряды не имеют вертикальных крыльев, то при нулевом крене снаряда нельзя создать значительную боковую управляющую силу. Поэтому для разворота такого снаряда в горизонтальной плоскости необходимо с

помощью элеронов осуществить крен снаряда на угол $\gamma_{кр}$, в результате чего появится горизонтальная составляющая подъемной силы $F \sin \gamma_{кр}$, с помощью которой и будет создано нужное поперечное ускорение (рис. 1.21). При этом, очевидно, уменьшится вертикальная составляющая подъемной силы $F \cos \gamma_{кр}$, которая при развороте без изменения высоты полета должна равняться весу снаряда G . Для компенсации уменьшения этой составляющей следует соответственно увеличить подъемную силу за счет отклонения рулей тангажа (увеличить угол атаки). Если не принять специальных мер, то поворот вектора скорости снаряда приведет к появлению угла скольжения, что в свою очередь увеличит лобовое сопротивление, а следовательно, уменьшит скорость снаряда. Во избежание уменьшения скорости снаряда разворот плоскокрылого снаряда производят с нулевым углом скольжения (**к о о р д и н и р о в а н н ы й р а з в о р о т**). Для этого с помощью рулей курса создают вращающий момент, заставляющий ось снаряда вращаться вслед за вектором скорости. Координированный разворот можно осуществлять не только в горизонтальной, но и в наклонной плоскости.

Так как при развороте плоскокрылого снаряда происходит управление полярными координатами вектора поперечного ускорения (рули тангажа меняют модуль вектора $\vec{\omega}_\Pi$, а элероны — его направление), то такой тип рулевого управления называется **п о л я р н ы м**. Помимо рассмотренных, существуют и другие способы создания попе-

речного ускорения, например, с помощью поворотных крыльев, газовых рулей. На некоторых типах снарядов применяют колеблющиеся рули, создающие вращающий момент, величина и направление которого зависят от среднего времени пребывания руля в том или другом крайнем положении.

2. Передаточные функции управляемого снаряда

Перейдем к количественному описанию снаряда как звена контура управления. Рассмотрим вначале простейший случай — движение крестокрылого снаряда в боковой плоскости при горизонтальном полете. Изменением скорости полета при разворотах пренебрежем, т. е. будем считать, что $v_{сн} = |\vec{v}_{сн}| = \text{const.}$

На снаряд действуют как управляющие, так и возмущающие аэродинамические силы и моменты. Возмущающие силы и моменты вызваны ветром и аэродинамической несимметрией снаряда. Движение снаряда описывается уравнением сил и уравнением моментов.

Уравнение сил, полученное в результате проектирования сил, действующих на снаряд, на направление, перпендикулярное вектору скорости (рис. 1.22), имеет вид

$$mv_{сн} \dot{\gamma}_{сн} = F_{\Sigma}. \quad (1.4.1)$$

Здесь m — масса снаряда; $v_{сн} \dot{\gamma}_{сн} = \omega_n$ — поперечное ускорение; F_{Σ} — суммарная управляющая сила (сумма проекций сил); $x_{зм}, z_{зм}$ — оси неподвижной земной системы координат.

Все углы, силы и моменты на рис. 1.22 изображены положительными.

При нормальном режиме полета угол скольжения мал: $\alpha_c \leq 20^\circ$. При этом силы, вызываемые им, приблизительно пропорциональны соответствующим углам

$$F \simeq \kappa_1 \alpha_c; \quad (1.4.2)$$

$$T_1 = T \sin \alpha_c \approx T \alpha_c. \quad (1.4.3)$$

Практически $F \gg F_p$. Поэтому можно считать $F_{\Sigma} \approx (\kappa_1 + T) \alpha_c$.

С помощью (1.4.2) и (1.4.3) уравнение сил (1.4.1) можно переписать следующим образом:

$$T_v \dot{\gamma}_{сн} \simeq \alpha_c, \quad (1.4.4)$$

где $T_v = mv_{сн}/(\kappa_1 + T)$ — аэродинамическая постоянная времени снаряда по курсу, характеризующая ско-

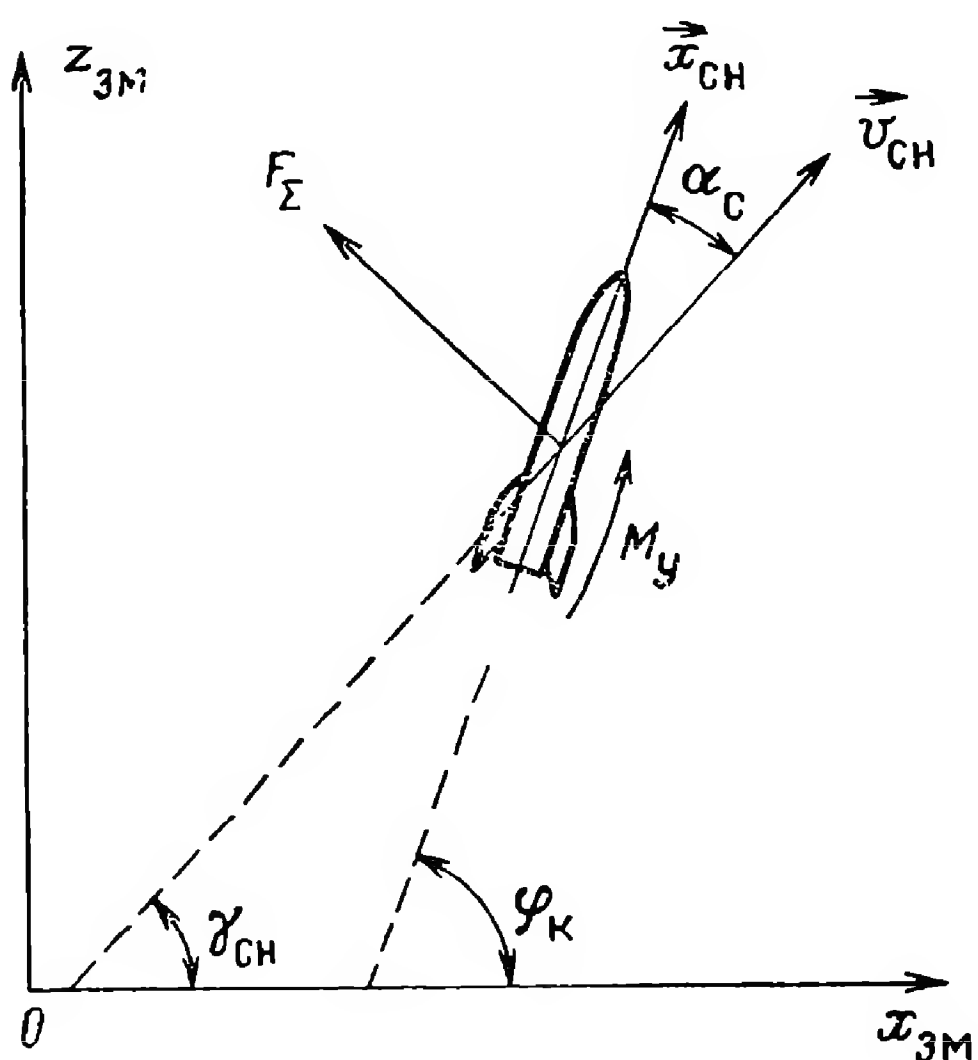


Рис. 1.22. К выводу уравнений сил и моментов сил, действующих на снаряд в горизонтальной плоскости.

рость разворота снаряда в горизонтальной плоскости при появлении угла скольжения. В зависимости от массы, скорости и аэродинамических характеристик снаряда постоянная времени T_v изменяется от нескольких секунд до долей секунды [8].

У р а в н е н и е м о м е н т о в характеризует вращательное движение снаряда вокруг центра масс. Это уравнение имеет вид: $I_y \ddot{\varphi}_K = M_y$, где I_y — момент инерции снаряда относительно оси $y_{сн}$ связанной системы координат; $\ddot{\varphi}_K$ — угловое ускорение вращательного движения; M_y — суммарный аэродинамический вращающий момент, который складывается из статического M_{α_c} , демпфирующего $M_{\dot{\varphi}_K}$, активного вращающего M_{δ_H} и возмущающего аэродинамического M_B моментов.

С т а т и ч е с к и й м о м е н т M_{α_c} — есть момент боковой аэродинамической силы \vec{F}_B относительно центра масс O (см. рис. 1.19). При малых углах скольжения ($\alpha_c \leq 20^\circ$) статический аэродинамический момент приблизительно пропорционален α_c

$$M_{\alpha_c} \simeq -\kappa_2 \alpha_c. \quad (1.4.5)$$

Знак минус в выражении (1.4.5) отражает тот факт, что при расположении центра приложения аэродинамических сил B позади центра масс сила \vec{F}_B стремится развернуть ось снаряда так, чтобы уменьшить угол скольжения. За счет этого обеспечивается статическая устойчивость снаряда. Если же центр приложения аэродинамических сил находится впереди центра тяжести, то снаряд статически неустойчив, так как вызываемый углом скольжения момент будет приводить к увеличению угла скольжения. Статически неустойчивые снаряды не могут нормально двигаться без системы управления. Снаряд, у которого центр приложения аэродинамических сил и центр масс совпадают, называется нейтральным. В дальнейшем для конкретности будет иметься в виду случай статически устойчивого снаряда.

Д е м п ф и р у ю щ и й м о м е н т пропорционален угловой скорости вращения снаряда вокруг оси $y_{сн}$

$$M_{\dot{\varphi}_K} = -\kappa_3 \dot{\varphi}_K \quad (1.4.6)$$

и вызывается торможением вращающегося снаряда о воздух.

А к т и в н ы й в р а щ а ю щ и й м о м е н т создается аэродинамической силой руля $\vec{F}_{p\Sigma}$ (см. рис. 1.19). При нормальном режиме полета, когда $\delta_H \leq 20^\circ$, активный вращающий момент пропорционален δ_H :

$$M_{\delta_H} \approx \kappa_4 \delta_H. \quad (1.4.7)$$

Таким образом, уравнение моментов принимает вид

$$I_y \ddot{\varphi}_K = -\kappa_2 \alpha_c - \kappa_3 \dot{\varphi}_K + \kappa_4 \delta_H + M_B. \quad (1.4.8)$$

Уравнение моментов (1.4.8) преобразуем к виду, дающему непосредственную связь между δ_H и α_c . Для этого в (1.4.8) подставим

уравнение связи углов: $\varphi_k = \gamma_{сн} + \alpha_c$ (рис. 1.22), а затем воспользуемся уравнением сил (1.4.4). В результате получим

$$\ddot{\alpha}_c + 2d\omega_0 \dot{\alpha}_c + \omega_0^2 \alpha_c = a_\delta \left(\delta_n + \frac{M_B}{I_y a_\delta} \right), \quad (1.4.9)$$

где

$$\omega_0^2 = \frac{\kappa_3 + \kappa_2 T_v}{I_y T_v};$$

$$d = \frac{I_y + \kappa_3 T_v}{2\sqrt{T_v I_y (\kappa_3 + \kappa_2 T_v)}}; \quad a_\delta = \frac{\kappa_4}{I_y}.$$

Поскольку управляемый снаряд является звеном контура управления, для его описания удобно использовать структурные схемы, широко применяемые в теории автоматического регулирования.

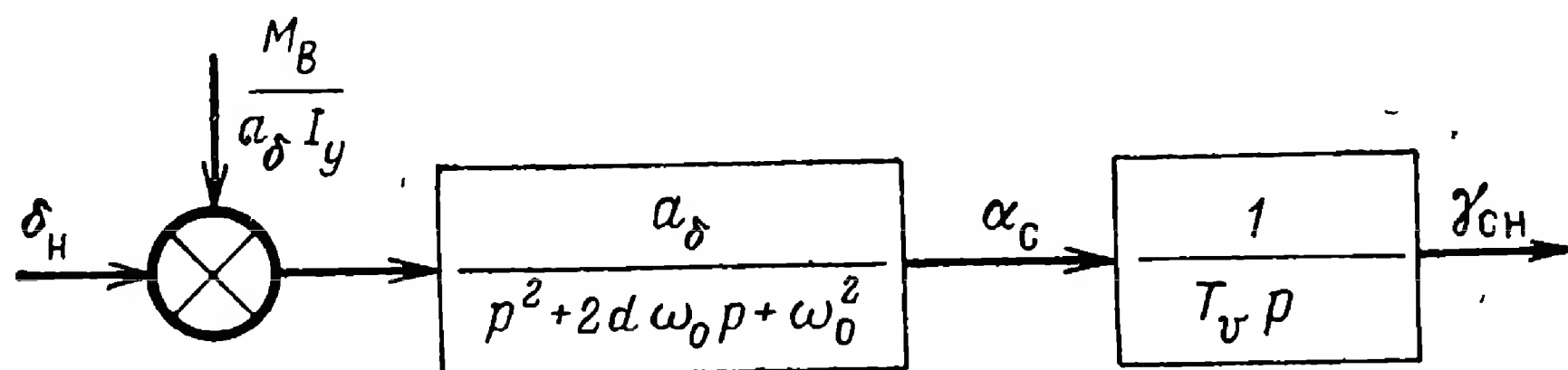


Рис. 1.23. Структурная схема, описывающая движение крестокрылого снаряда в горизонтальной плоскости.

Уравнениям (1.4.9) и (1.4.4) соответствует структурная схема, изображенная на рис. 1.23 (p — оператор дифференцирования). На этой структурной схеме отмечены два независимых входных возмущения: угол поворота руля δ_n и возмущающий аэродинамический момент M_B . Согласно (1.4.9) оба этих возмущения могут быть объединены в единое внешнее воздействие $(\delta_n + M_B/a_\delta I_y)$. Уравнение (1.4.9) и соответствующее ему первое звено на структурной схеме рис. 1.23 отражают связь этого внешнего воздействия с углом скольжения α_c . Второе звено на структурной схеме отображает уравнение (1.4.4) и указывает на связь между углом скольжения и направлением вектора скорости $\gamma'_{сн}$.

Как видно из уравнения (1.4.9) и из рис. 1.23, динамические свойства снаряда, отражающие зависимость угла скольжения α_c от угла отклонения руля δ_n , описываются колебательным звеном. Частота собственных колебаний $f_0 = \omega_0/2\pi$ этого звена для крестокрылого снаряда обычно составляет доли или единицы герц [10]. Коэффициент демпфирования колебаний d для одних ракет весьма мал: $d = 0,1 \div 0,15$ [6], а для других может достигать значений порядка единицы [8].

Структурная схема, описывающая движение крестокрылого снаряда в вертикальной плоскости (рис. 1.24), подобна рассмотренной. Вместо угла отклонения руля направления δ_n в этом случае фигурирует угол отклонения руля высоты δ_v , вместо угла скольжения α_c — угол атаки α_a , вместо угла отклонения траектории $\gamma_{сн}$ — угол наклона траектории $\gamma'_{сн}$. Особенностью структурной схемы движения

в вертикальной плоскости является наличие постоянных внешних воздействий δ_0 и α_0 , добавляемых соответственно к углам δ_v и α для учета действия силы веса снаряда [11]. При $\alpha_a = \alpha_0$ обеспечивается создание подъемной силы, компенсирующей вес снаряда.

Обычно углы α_0 и δ_0 малы, их влиянием при расчетах иногда пренебрегают. Параметры передаточных функций крестокрылого снаряда для движения в обеих плоскостях имеют одинаковый порядок величин.

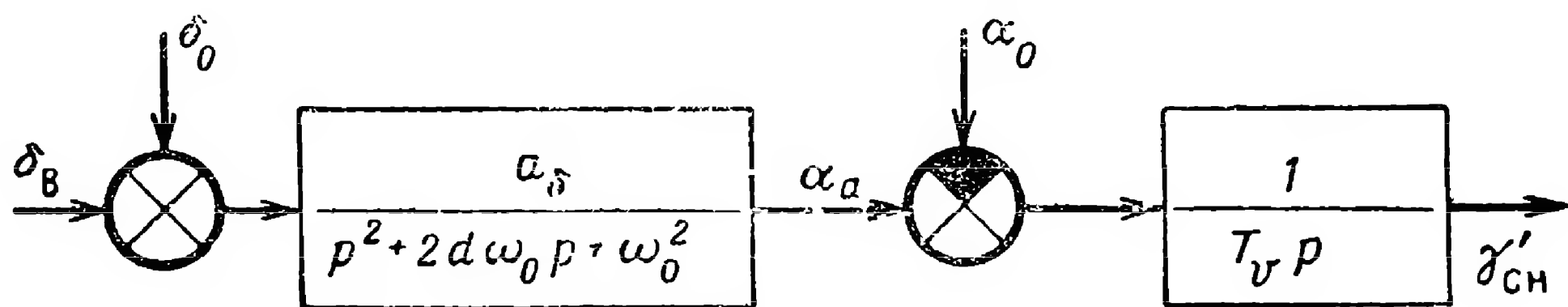


Рис. 1.24. Структурная схема, описывающая движение крестокрылого снаряда в продольной (вертикальной) плоскости.

При движении в вертикальной плоскости передаточная функция плоскокрылого снаряда имеет тот же вид, что и для крестокрылого снаряда.

Движение как плоскокрылого, так и крестокрылого снаряда по крену описывается уравнением моментов вокруг продольной оси снаряда. Так как центр масс и центр приложения аэродинамических сил лежат на продольной оси, то статический аэродинамический момент вокруг этой оси равен нулю. Поэтому снаряд при движении

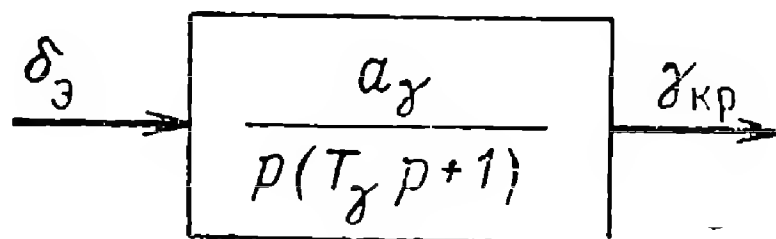


Рис. 1.25. Структурная схема, описывающая движение снаряда по крену.

по крену является нейтральным, соответствующая передаточная функция от угла отклонения элеронов δ_z до угла крена (рис. 1.25) содержит интегрирующее и инерционное звено (а не колебательное, как при движении вокруг других осей).

Для движения плоскокрылого снаряда в боковой плоскости уравнение сил составляется аналогично (1.4.1) и имеет вид (см. рис. 1.21)

$$mv_{сн} \dot{\gamma}_{сн} = -F \sin \gamma_{кр}.$$

При малых углах крена имеем

$$F \cos \gamma_{кр} \simeq F \approx G = mg; \sin \gamma_{кр} \approx \gamma_{кр},$$

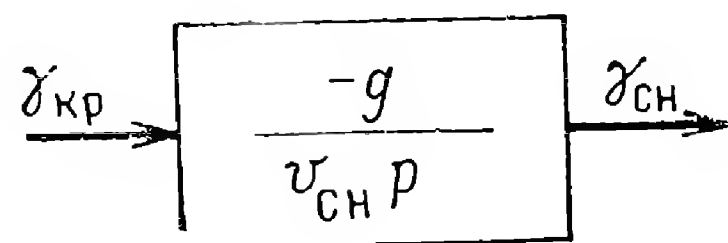
и, следовательно,

$$\gamma_{сн} = -\frac{g}{v_{сн}} \int \gamma_{кр} dt.$$

Этому уравнению соответствует структурная схема, изображенная на рис. 1.26.

На рисунках 1.23÷1.26 изображены простейшие структурные схемы, полученные в результате ряда упрощающих предположений. При уточненном анализе ряд упрощений может быть снят. В частности, в некоторых случаях существенным является учет непостоянства модуля вектора скорости снаряда при изменении угла атаки или скольжения. При движении в вертикальной плоскости в результате изменения

Рис. 1.26. Структурная схема, отображающая связь угла крена и направления вектора скорости снаряда.



модуля вектора скорости появляются так называемые ф у г о и д н ы е колебания угла наклона траектории снаряда (при практически постоянном угле атаки). Эти колебания имеют большой период и слабое затухание [8, 19].

3. Автопилот

А в т о п и л о т является частью системы управления снарядами. Он определяет связь радиоаппаратуры с рулевыми органами снаряда. Автопилот содержит каналы управления курсом, тангажом и креном. В простейшем случае (у крестокрылых снарядов) каналы курса и тангажа аналогичны и работают независимо друг от друга, поэтому рассмотрим один из них (например, канал курса).

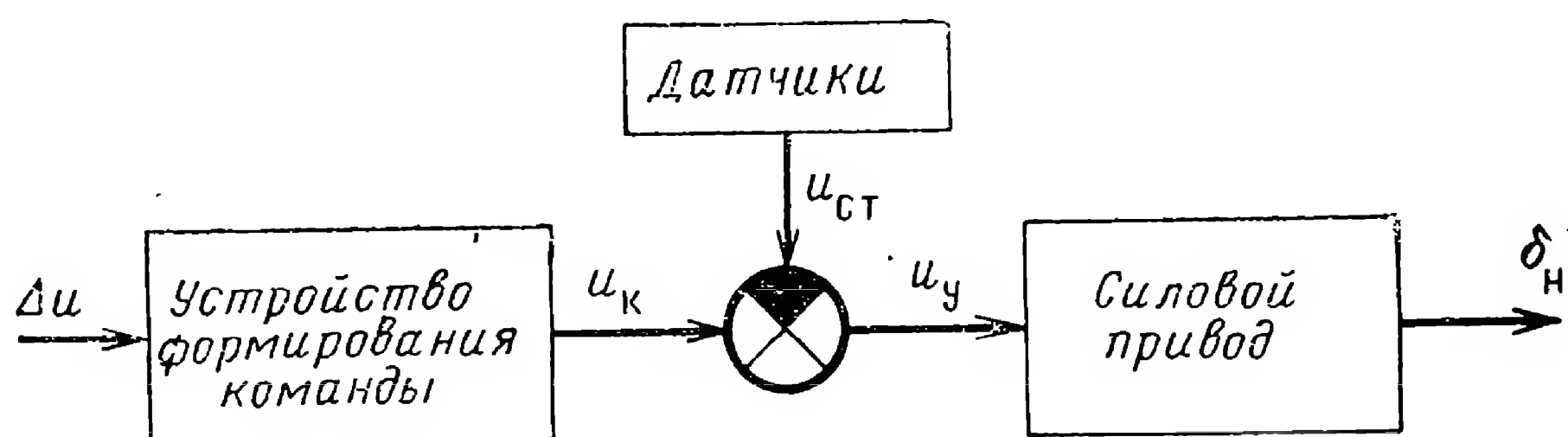


Рис. 1.27. Упрощенная функциональная схема автопилота.

Канал автопилота в простейшем случае (рис. 1.27) состоит из устройства формирования команды, чувствительных элементов (датчиков), разностного звена и исполнительного устройства (силового привода).

С помощью радиоаппаратуры системы управления вырабатывается сигнал рассогласования Δu , который поступает на устройство формирования команды, где преобразуется в командный сигнал u_k . Путем алгебраического суммирования командного u_k и стабилизирующих сигналов $u_{ст}$ с датчиков образуется управляющий сигнал u_y , подаваемый на силовой

привод. Конструктивно устройство формирования команд и разностное звено объединены в едином блоке, называемом *у с и л и т е л ь - п р е о б р а з о в а т е л ь*. В общем случае функциональная схема автопилота сложнее показанной на рис. 1.27: управляющий сигнал u_y связан с сигналами u_k и $u_{ст}$ с помощью нелинейного интегро-дифференциального оператора. В дальнейшем, однако, ограничимся рассмотрением упрощенной функциональной схемы автопилота, изображенной на рис. 1.27.

Автопилот решает следующие основные задачи:

1. Обеспечивает функциональную связь между сигналом рассогласования Δu и углом отклонения руля δ_n .

2. Противодействует разворотам снаряда, которые могут возникать из-за аэродинамических возмущений.

3. Стабилизирует передаточные числа снаряда, т. е. коэффициенты пропорциональности между сигналом рассогласования и соответствующими углами или угловыми скоростями. Без принятия специальных мер передаточные числа изменялись бы в широких пределах из-за зависимости параметров передаточной функции снаряда от изменений массы снаряда, высоты и скорости полета и т. д.

4. Улучшает и стабилизирует динамические характеристики снаряда как объекта управления, например, обеспечивает оптимальный коэффициент демпфирования.

Последние три задачи решаются с помощью контуров стабилизации снаряда (см. § 1.4.4), в состав которых и входит автопилот. Помимо перечисленного, в автопилоте может производиться ограничение поперечного ускорения снаряда с помощью ограничения величины командного сигнала, а в случае плоскостного снаряда, кроме того, обеспечение нужных для координированного разворота углов отклонения рулей тангажа и курса. Рассмотрим устройство и принцип действия основных элементов автопилота.

Силовой привод предназначен для усиления мощности управляющего электрического сигнала и преобразования его в механическое перемещение рулей. Основным элементом электрического силового привода является электродвигатель с редуктором. Передаточная функция двигателя в первом приближении может быть описана интегрирующим звеном (от управляющего напряжения до угла поворота руля):

$$\Phi_{эд}(p) = \kappa_{эд}/p. \quad (1.4.10)$$

Иногда силовой привод строится по разомкнутой схеме (без обратной связи). В этом случае передаточная функция силового привода также имеет вид (1.4.10). Однако чаще используется жесткая обратная связь с помощью потенциометра, с которого снимается напряжение, пропорциональное углу поворота руля (рис. 1.28). Подобный силовой привод является замкнутой системой автоматического регулирования. Его передаточная функция соответствует инерционному звену. Значение постоянной времени этого звена у современных автопилотов равно (0,1—0,3) сек. [3]. Это время меньше длительности переходных процессов при наиболее быстрых маневрах снаряда. В связи с этим силовой

привод с жесткой обратной связью в первом приближении можно считать безынерционным.

Вместо электродвигателя в силовом приводе могут также использоваться пневматические или гидравлические рулевые машины. Передаточные функции этих устройств, в принципе, такие же, как у электродвигателя.

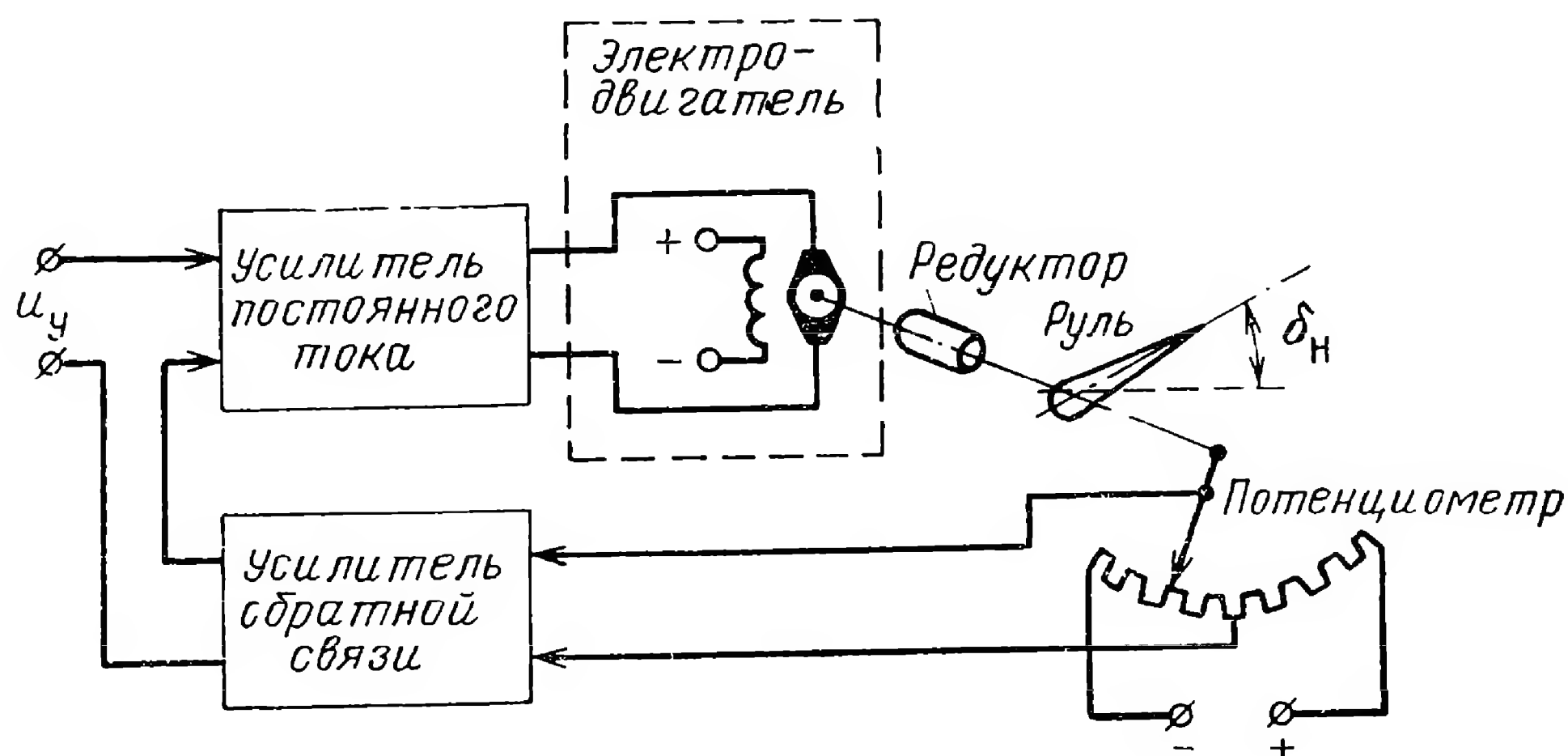


Рис. 1.28. Функциональная схема силового привода.

Чувствительные элементы (датчики) предназначены для выработки стабилизирующих сигналов. Рассмотрим кратко устройство и принцип действия основных типов датчиков. Датчики угловых отклонений снаряда относительно невращающейся гироскопической системы координат $Ox_r y_r z_r$ строятся с помощью позиционных гироскопов (рис. 1.29). Ротор гироскопа, вращающийся относительно своей главной оси x_r , укреплен в двух рамках гирданного подвеса, свободно вращающихся относительно осей y_r и z_r . Принцип действия позиционного гироскопа основан на свойстве устойчивости направления его главной оси. При появлении угла между осью снаряда и главной осью гироскопа жестко закрепленный на корпусе потенциометр Π повернется относительно движка $Д$, связанного с осью гироскопа y_r (рис. 1.29). В результате выходное напряжение датчика $u_{\text{вых}}$ будет изменяться пропорционально углу отклонения корпуса в гироскопической системе координат $Ox_r y_r z_r$.

Датчики угловых скоростей вращения снаряда строятся на основе скоростных гироскопов (рис. 1.30). Ротор гироскопа на рис. 1.30 вращается вокруг оси x_r . Если снаряд начнет разворачиваться вокруг оси y_r , возникнет гироскопический момент относительно третьей оси z_r [19], который будет поворачивать ротор гироскопа до тех пор, пока момент за счет деформации пружины не уравновесит гироскопический момент. Для гашения колебаний гироскопа применяется демпфер. Так как гироскопический момент пропорционален угловой скорости вращения оси y_r , то поворот рамки, а следовательно, и напряжение с выхода датчика будут изменяться пропорционально этой угловой скорости.

Л и н е й н ы е у с к о р е н и я измеряют с помощью а к с е - л е р о м е т р о в. Простейший акселерометр изображен на рис. 1.31. Если снаряд развивает ускорение вдоль оси z , то под действием инерции груз m отклоняется относительно корпуса снаряда. Сила, растягивающая пружину, а следовательно, величина отклонения движка потенциометра от средней точки и напряжение $u_{\text{вых}}$ будут пропорциональны ускорению. С помощью акселерометров можно также измерять углы атаки и скольжения (последний — для крестокрылого снаряда), так как угол скольжения крестокрылого снаряда α_c пропорционален горизонтальной составляющей поперечного ускорения $v_{\text{сн}} \dot{\gamma}_{\text{сн}}$ (см. § 1.4.2), а угол атаки α_a (за

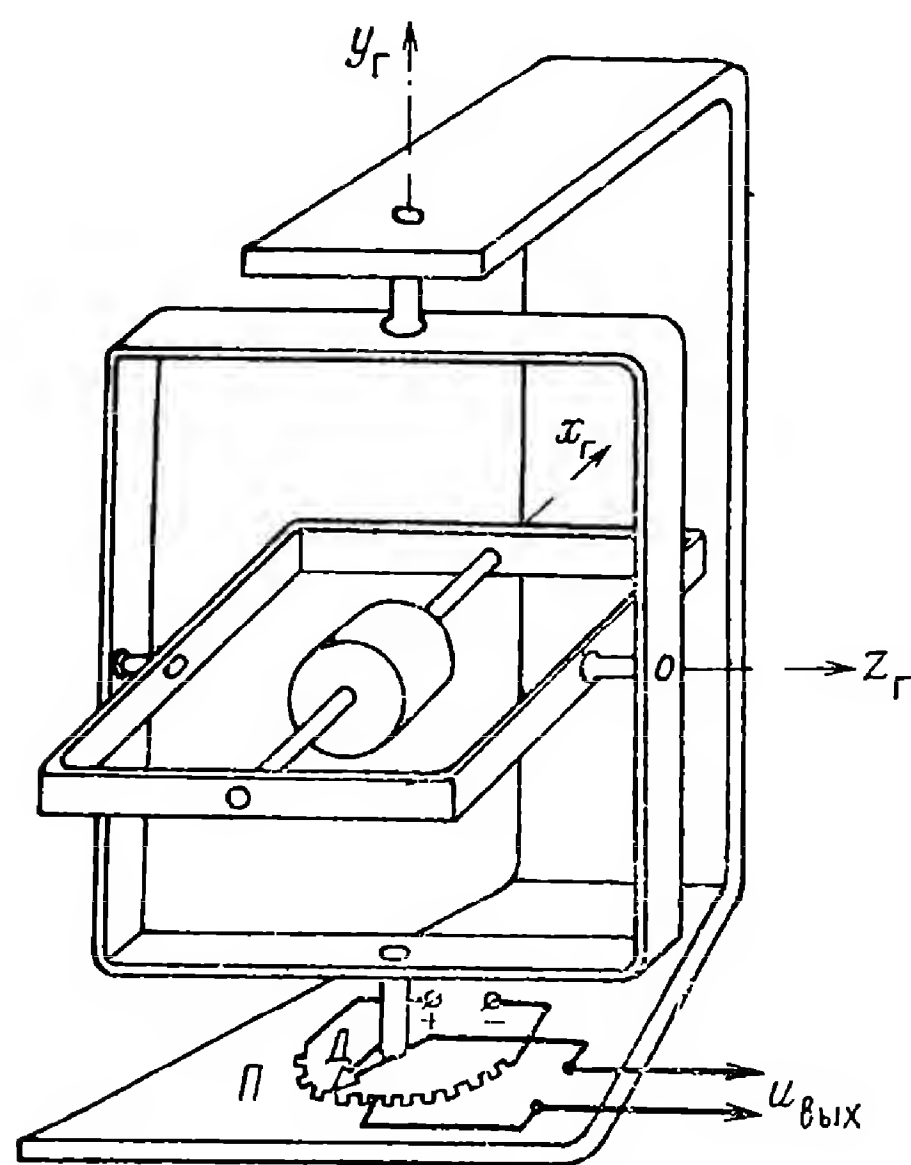


Рис. 1.29. К пояснению принципа действия позиционного гироскопа.

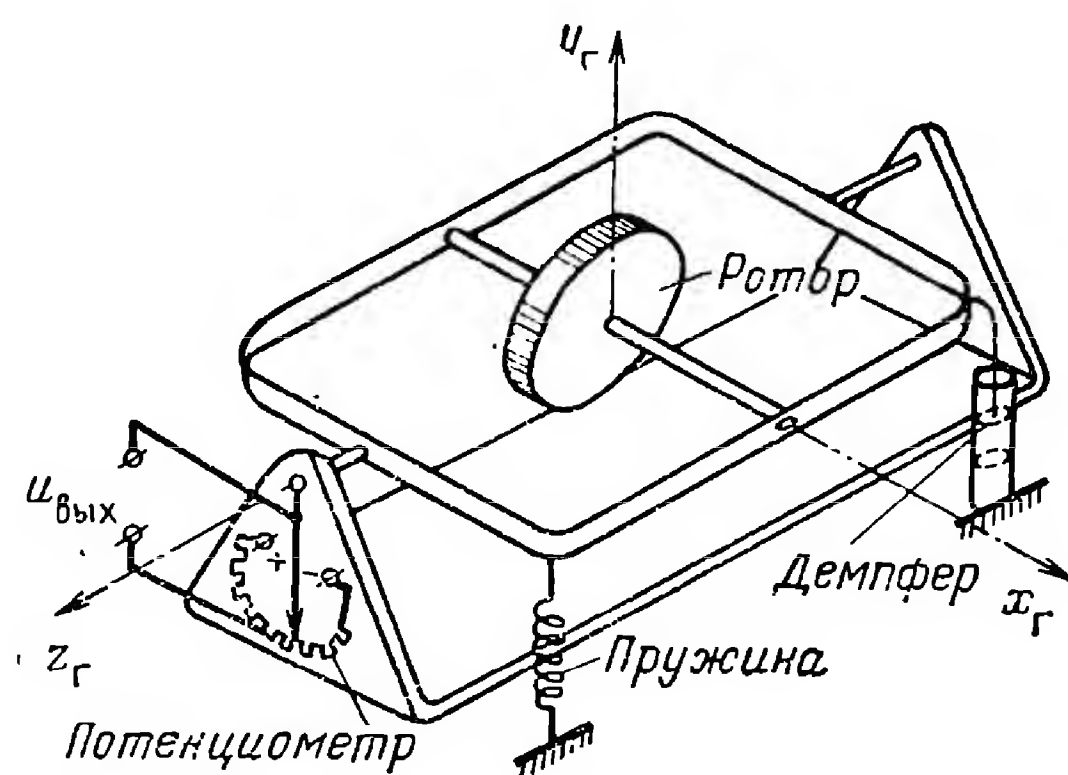


Рис. 1.30. К пояснению принципа действия скоростного гироскопа.

вычетом угла атаки горизонтального полета α_0) пропорционален составляющей поперечного ускорения в вертикальной плоскости.

Иногда для измерения углов атаки и скольжения применяют ф л ю г е р н ы е д а т ч и к и. Простейший флюгер состоит из пластинки, ориентирующейся по направлению воздушного потока. Следовательно, с помощью флюгерного датчика можно определить угол между осью снаряда и направлением воздушной скорости. В о з - д у ш н а я с к о р о с т ь отличается от истинной скорости (относительно Земли) на величину скорости ветра. Следовательно, при наличии ветра измеренные флюгером углы атаки и скольжения также будут отличаться от истинных. Если, однако, скорость снаряда много больше скорости ветра, эта разница несущественна.

Помимо рассмотренных датчиков, иногда применяют д а т ч и к и м о д у л я в о з д у ш н о й с к о р о с т и, у с к о р и - т е л ь н о - с к о р о с т н ы е г и р о с к о п ы и другие чувствительные элементы [8].

Длительность переходных процессов во всех датчиках значительно меньше времени установления стационарного движения снаряда после поворота рулей, поэтому датчики в системах управления обычно могут рассматриваться как безынерционные звенья.

Устройство формирования команды (счетно-решающий прибор) предназначено для функционального преобразования командного сигнала. Так, например, для повышения порядка астатизма системы управления в устройстве формирования команды в командный сигнал может добавляться интеграл, а для обеспечения устойчивости — производные этого сигнала и т. д.

Устройство формирования команды входит в состав автопилота в случае, когда командный сигнал полностью формируется на снаряде, т. е. при автономном управлении, самонаведении и радиотеленаведении. При командном управлении устройство формирования команды располагается на пункте управления.

Алгоритм работы и структура устройства формирования команды определяются при рассмотрении контура управления движением снаряда по траектории.

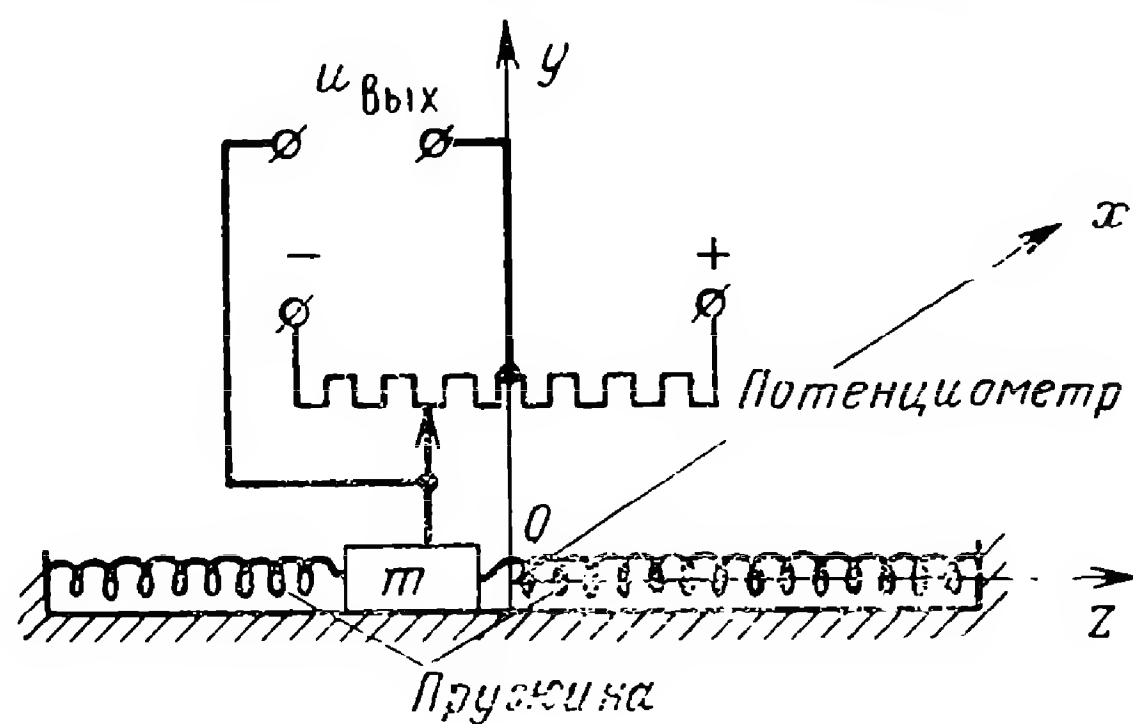


Рис. 1.31. К пояснению принципа действия простейшего акселерометра.

4. Контур стабилизации снаряда

Функции контура стабилизации перечислены при формулировании задач автопилота в пунктах 2, 3 и 4.

На снаряде имеется три контура стабилизации — по крену, по курсу и по тангажу. Начнем с контура стабилизации крена снаряда. У крестокрылых снарядов необходимо поддерживать нулевой угол крена, а у плоскострелов — угол крена должен быть равен заданному, определяемому командным сигналом крена $u_{кр}$.

Рассмотрим вначале контур стабилизации крена плоскострела. Основным элементом контура стабилизации крена (рис. 1.32) является позиционный гироскопический датчик, входящий в состав автопилота. При появлении угла крена $\gamma_{кр}$ на выходе этого датчика появляется стабилизирующее напряжение $u_{\gamma_{кр}} = K_{\gamma_{кр}} \gamma_{кр}$, которое после суммирования (с отрицательным знаком) с командным напряжением $u_{кр}$ образует управляющий сигнал u_y , поступающий на силовой привод. Силовой привод будем считать безынерционным звеном с коэффициентом передачи $K_{сп}$. Под действием управляющего сигнала силовой привод отклонит элероны на угол δ_e , что приведет к изменению угла крена $\gamma_{кр}$ (связь между углами δ_e и $\gamma_{кр}$ определяется структурной схемой рис. 1.25). Таким образом, замыкается система стабилизации угла крена (сплошные линии на рис. 1.32). Вычислив по известным правилам передаточную функцию этой системы, можно убедиться, что она соответствует колебательному звену. Следовательно,

установившееся значение угла крена пропорционально командному сигналу $u_{кр}$. Как правило, коэффициент демпфирования в этом колебательном звене мал. Для обеспечения оптимального коэффициента демпфирования с помощью скоростного гироскопа с передаточной функцией $\kappa_{\dot{\gamma}_{кр}} p$ вводят стабилизирующий сигнал $u_{\dot{\gamma}_{кр}}$, пропорциональный угловой скорости ($\dot{\gamma}_{кр}$) вращения снаряда вокруг продольной оси $\vec{x}_{сн}$. Эта цепь на рис. 1.32 показана пунктирной линией.

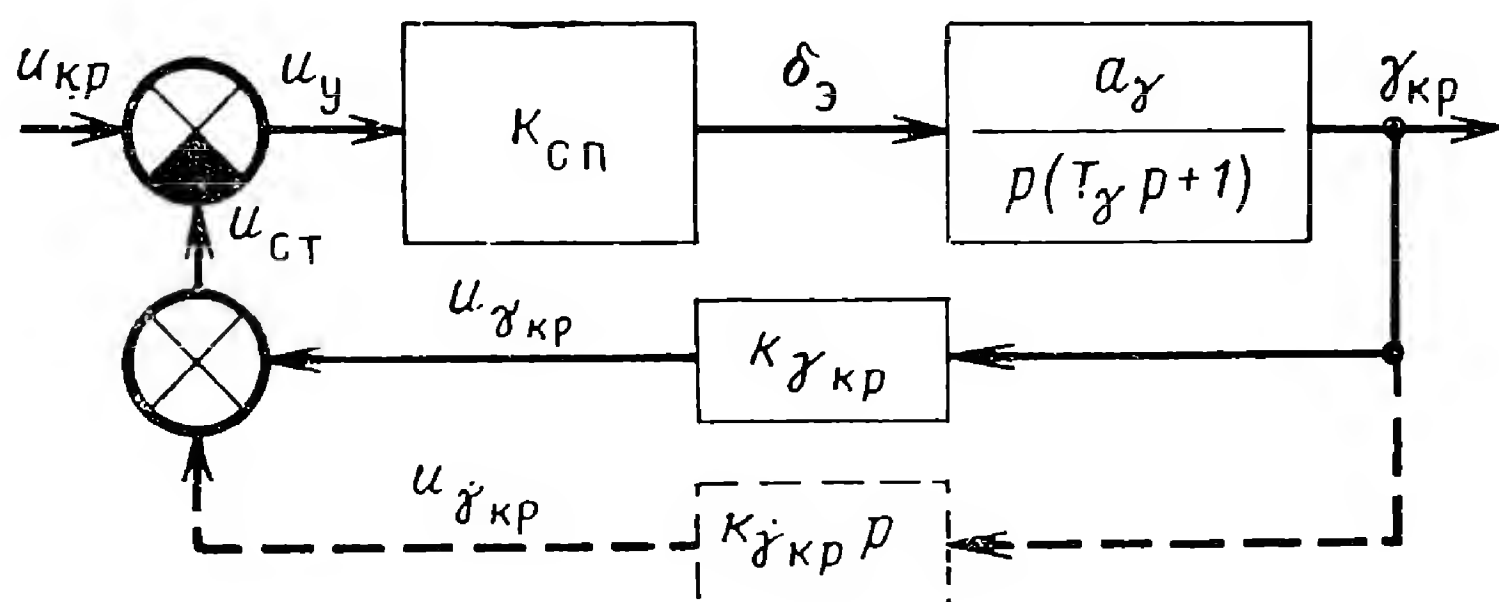


Рис. 1.32. Структурная схема контура стабилизации крена снаряда.

В случае крестокрылого снаряда система автоматической стабилизации крена подобна рассмотренной, однако командный сигнал по крену здесь не подается ($u_{кр} = 0$), следовательно, и установившееся значение угла крена $\gamma_{кр}$ равно нулю.

Иногда элероны у крестокрылого снаряда совмещают с рулями. Такие рулевые органы называются э л е в о н а м и. При отклонении элевон в одну сторону они выполняют функции рулей, а при откло-

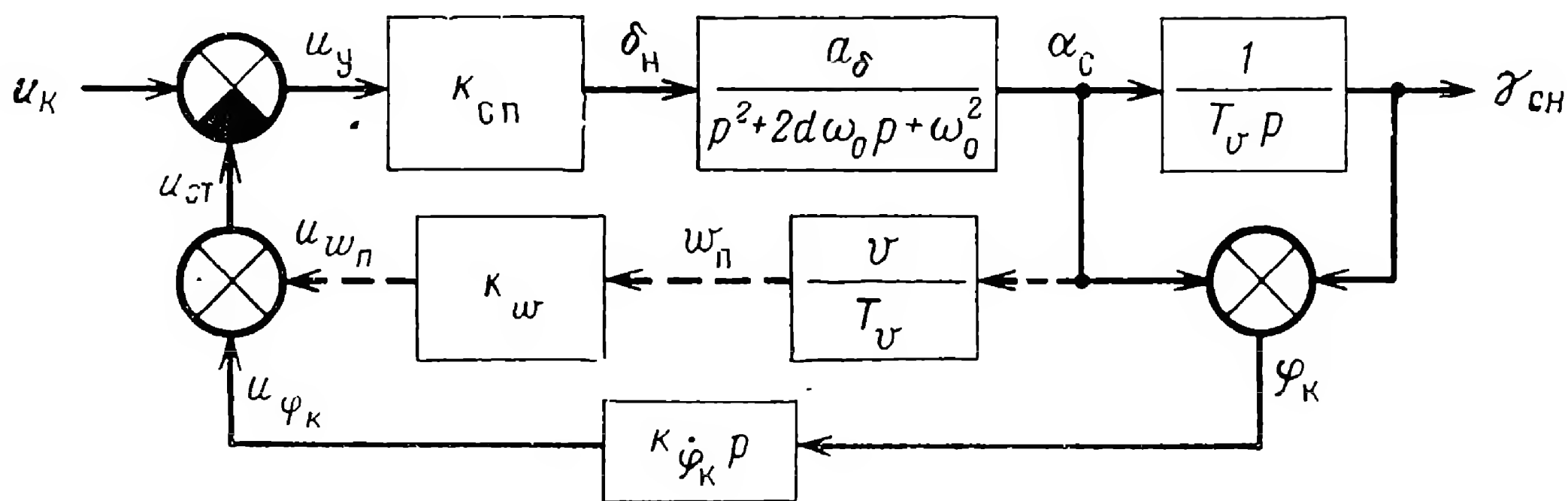


Рис. 1.33. Структурная схема контура стабилизации курса крестокрылого снаряда.

нении в разные — функции элеронов. Для управления элевонами стабилизирующий сигнал крена (разнополярный для двух рулей) должен суммироваться с однополярным командным сигналом для обоих рулей (например, с командным сигналом по тангажу).

Перейдем к рассмотрению контура стабилизации курса крестокрылого снаряда (рис. 1.33). В простейшем случае для управления курсом можно подавать командный сигнал на силовой привод непосредственно (без суммирования со стабилизирующими

сигналами). В этом случае при безынерционном силовом приводе угол отклонения рулей курса δ_n пропорционален командному сигналу u_k . Следовательно, командному напряжению пропорциональны также установившиеся значения углов скольжения α_c и угловой скорости $\dot{\gamma}_{сн}$ (см. рис. 1.33). Подобный простейший способ бокового управления, однако, имеет ряд недостатков. Из-за малого коэффициента собственного демпфирования снаряда d переходный процесс по углу скольжения будет носить сильно выраженный колебательный характер. Для успокоения колебаний применяют гибкую обратную связь. Эта связь осуществляется с помощью скоростного гироскопического датчика, который вырабатывает стабилизирующий сигнал $u_{\dot{\varphi}_k}$. Стабилизирующий сигнал со скоростного гироскопа пропорционален угловой скорости поворота корпуса снаряда $\dot{\varphi}_k$. Поэтому

$$u_{\dot{\varphi}_k} = k_{\dot{\varphi}_k} \dot{\varphi}_k = k_{\dot{\varphi}_k} p \varphi_k.$$

Стабилизирующий сигнал алгебраически суммируется с командным сигналом u_k , и их сумма u_y подается на силовой привод. Если учесть, что согласно рис. 1.22 $\varphi_k =$

$\alpha_c + \gamma_{сн}$, то гибкая обратная связь замыкает контур стабилизации, как показано на структурной схеме рис. 1.33 сплошными линиями. Таким образом, получается замкнутая система автоматического управления — звено Автопилот —

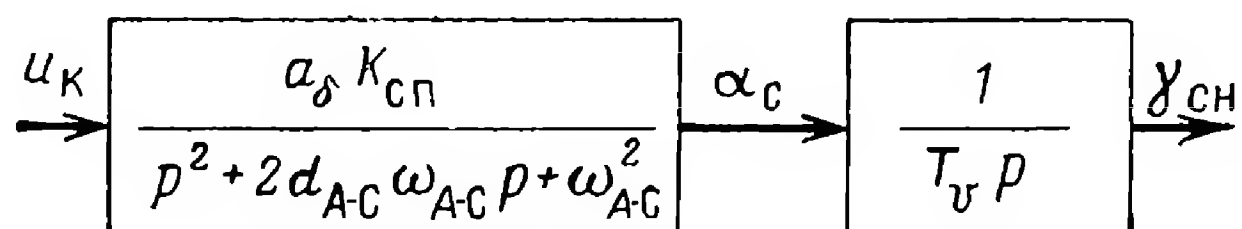


Рис. 1.34. Структурная схема звена Автопилот — Снаряд.

Снаряд. Эквивалентная структурная схема этого звена содержит колебательное и интегрирующее звенья (рис. 1.34), так же, как и структурная схема снаряда без автопилота (рис. 1.23). Параметры интегрирующего звена (T_v) на обеих структурных схемах одинаковы, а параметры колебательного звена — разные. Подбирая коэффициент передачи скоростного гироскопического датчика $k_{\dot{\varphi}_k}$ (рис. 1.33), можно обеспечить оптимальный коэффициент демпфирования $d_{А-С}$ звена Автопилот—Снаряд, равный $d_{опт} = 0,5 \div 0,7$ [10].

Собственная частота колебаний $\omega_{А-С}$ звена Автопилот — Снаряд оказывается при этом несколько большей собственной частоты колебаний снаряда ω_0 . Частота $\omega_{А-С}$ при фиксированном $d_{А-С} = d_{опт}$ характеризует полосу пропускания звена Автопилот—Снаряд. Иногда желательно расширить эту полосу пропускания, т. е. увеличить $\omega_{А-С}$. С этой целью используется дополнительная цепь обратной связи в контуре стабилизации (пунктир на рис. 1.33), образуемая при добавлении сигнала $u_{wп}$ от датчика-акселерометра. Структурная схема звена Автопилот—Снаряд при этом по-прежнему приводится к виду, изображенному на рис. 1.34. Варьируя соответствующим образом коэффициентами передачи датчиков k_w и $k_{\dot{\varphi}_k}$, можно добиться увеличения $\omega_{А-С}$ при оптимальном $d_{А-С} = d_{опт}$.

На рис. 1.35 показан примерный вид частотных характеристик снаряда от u_k до α_c (кривая 1), звена Автопилот—Снаряд от u_k до α_c с применением одного скоростного гироскопического датчика (кривая 2) и с применением датчиков на основе скоростного гироскопа и акселерометра (кривая 3). Для хорошего качества управления движением снаряда необходимо, чтобы длительность переходного процесса при повороте была бы пренебрежимо мала по сравнению с временем маневра снаряда на траектории. Быстрота поворота в рассмотренном контуре стабилизации характеризуется временем установления угла скольжения, которое будет тем меньше, чем шире полоса пропускания, определяемая частотной характеристикой (рис. 1.35).

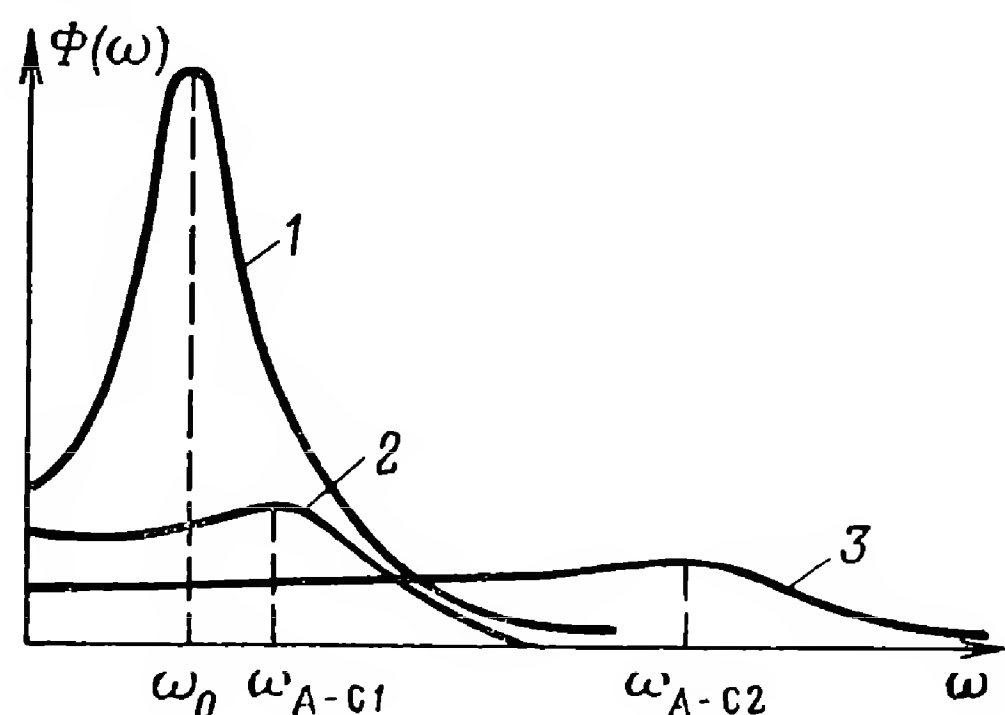


Рис. 1.35. Примерный вид частотных характеристик от u_k до α_c :

1 — снаряда; 2 — звена А—С с применением скоростного гироскопического датчика; 3 — звена А—С с применением датчиков на основе скоростного гироскопа и акселерометра.

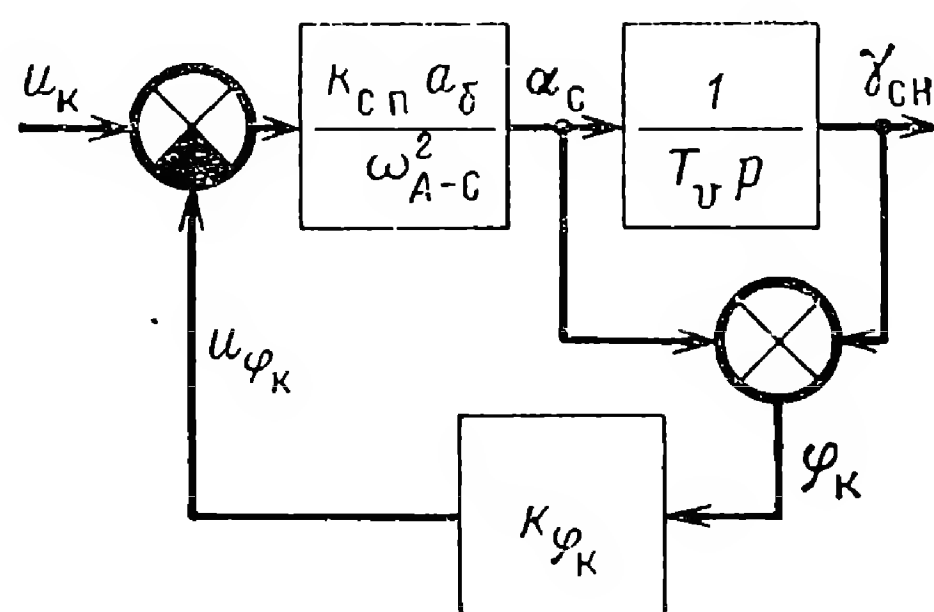


Рис. 1.36. Структурная схема звена Автопилот—Снаряд с жесткой обратной связью.

При рассмотрении движения центра масс снаряда в первом приближении пренебрегают временем установления угла скольжения, т. е. заменяют колебательное звено в структурной схеме рис. 1.34 безынерционным звеном с коэффициентом передачи $\kappa_{сн} a_\delta / \omega_{А-С}^2$. При этом угловая скорость вращения вектора скорости $\dot{\gamma}_{сн}$ пропорциональна командному сигналу u_k . Коэффициент пропорциональности между ними (передаточное число звена Автопилот—Снаряд), равный $\kappa_{сн} a_\delta / \omega_{А-С}^2 T_v$, зависит от массы снаряда, скорости, высоты полета и других аэродинамических факторов и изменяется в значительных пределах. Если не принять специальных мер, то в такое же число раз будет изменяться и общий коэффициент передачи в контуре системы управления движением снаряда, что приведет к ухудшению качества управления, а иногда и к неустойчивости. Для стабилизации коэффициента передачи в автопилот вводят жесткую обратную связь, которая осуществляется с помощью позиционного гироскопа (рис. 1.36), дающего сигнал u_{φ_k} , пропорциональный углу φ_k (коэффициент передачи κ_{φ_k}). При этом передаточная функция звена Автопилот—Снаряд принимает вид, соответствующий инерционному звену

$$\Phi_{А-С}(p) = \frac{\gamma_{сн}(p)}{u_k(p)} = \frac{\kappa_{А-С}}{1 + pT_{А-С}}, \quad (1.4.11)$$

где

$$\begin{aligned} \kappa_{A-C} &= \frac{1}{\kappa_{\Phi_K}}; \\ T_{A-C} &= \frac{\omega_{A-C}^2 T_v + \kappa_{с п} a_{\delta} \kappa_{\Phi_K} T_v}{\kappa_{с п} a_{\delta} \kappa_{\Phi_K}}. \end{aligned} \quad (1.4.12)$$

Из выражений (1.4.11) и (1.4.12) видно, что передаточное число звена Автопилот—Снаряд κ_{A-C} теперь определяется коэффициентом передачи позиционного гироскопического датчика κ_{Φ_K} и не зависит от механических и аэродинамических характеристик собственно снаряда. От этих характеристик зависит, правда, постоянная времени звена T_{A-C} , однако при правильно спроектированной системе управления изменения T_{A-C} в определенных пределах оказывают меньшее влияние на качество управления и устойчивость, чем изменение передаточного числа звена Автопилот—Снаряд.

Вместе с тем величина T_{A-C} , как будет показано далее, ограничивает возможности расширения полосы пропускания контура управления движением снаряда, что необходимо для уменьшения динамических ошибок наведения. Из (1.4.12) видно, что $T_{A-C} > T_v$.

Для снижения T_{A-C} необходимо уменьшать T_v и увеличивать глубину жесткой обратной связи, т. е. величину $\kappa_{с п} a_{\delta} \kappa_{\Phi_K}$. При $\omega_{A-C}^2 / \kappa_{с п} a_{\delta} \kappa_{\Phi_K} \ll 1$ из (1.4.12) имеем $T_{A-C} \approx T_v$.

При подаче постоянного командного напряжения u_K в случае применения жесткой обратной связи вектор скорости снаряда после затухания переходного процесса отклонится от первоначального положения, согласно (1.4.11), на угол $\gamma_{сн} = u_K \kappa_{A-C}$. При отсутствии же жесткой обратной связи постоянное командное напряжение u_K приведет к линейному нарастанию угла $\gamma_{сн}$, т. е. к движению снаряда по дуге окружности.

Применение жесткой обратной связи ведет к снижению порядка астатизма системы управления, поскольку в передаточной функции звена Автопилот—Снаряд устраняется интегрирующий множитель. Если это недопустимо, то вводят интеграл в другое место контура, например, в устройство формирования команды.

Контур стабилизации тангажа крестокрылого и плоскострельного снарядов подобен рассмотренному.

Контур стабилизации курса плоскострельного снаряда имеет некоторые особенности, связанные с необходимостью введения угла крена.

§ 1.5. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ СНАРЯДАМИ КАК ЗАМКНУТЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Из рассмотрения различных способов радиоуправления движением снарядов (§ 1.3) видно, что во всех случаях система управления представляет собой замкнутый контур. В любой системе радиоуправления положение снаряда в пространстве измеряется радиотехни-

ческими устройствами, показания которых определяют величину команды, действующей на рули. Рули изменяют направление движения, а следовательно, и пространственное положение снаряда. Таким образом, контур замыкается. Поэтому для изучения работы системы радиуправления используются методы теории автоматического регулирования.

Контур системы управления состоит из звеньев, отображающих связи между различными переменными величинами, характеризующими движение снаряда. Графическое изображение этих связей с помощью условных обозначений образует структурную схему контура управления. Некоторые примеры структурных схем, соответствующих вращательному движению снаряда относительно его центра масс, были рассмотрены в предыдущем параграфе. Здесь мы, главным образом, будем интересоваться контурами, определяющими движение центра масс по траектории. Такие контуры называют *внешними* в отличие от контуров стабилизации, которые являются *внутренними*.

Внешний контур системы радиуправления снарядом имеет ряд особенностей. Прежде всего в состав этого контура обязательно входит уже рассмотренное ранее звено Автопилот—Снаряд. Входом этого звена можно считать вектор сигнала рассогласования $\vec{\Delta u}$ или командного сигнала $\vec{u_k}$, а выходом — угол $\gamma_{сн}$, определяющий направление вектора скорости. Второе звено контура связано с наличием в системе радиоустройств. Радиоустройства обеспечивают информационную связь между различными объектами системы, разнесенными в пространстве на значительные расстояния. Характеристики радиоустройств существенно влияют на параметры контура управления, что необходимо учитывать при их проектировании. С точки зрения радиоинженера удобно выделить все звенья контура, параметры которых определяются радиоустройствами, и рассматривать их как специфические *радиозвенья*. Обобщая различные случаи, можно сказать, что в контуре системы радиуправления всегда имеется сложное радиозвено, входом которого являются координаты снаряда и цели, а выходом — сигнал рассогласования $\vec{\Delta u}$ или командный сигнал $\vec{u_k}$. Третье звено внешнего контура управления называется кинематическим. Оно не связано с какой-либо аппаратурой, а определяет соотношения между различными координатами и параметрами движения снаряда и цели. Кинематические звенья в структурных схемах внешнего контура указывают связь между выходом звена Автопилот—Снаряд ($\gamma_{сн}$) и координатами, являющимися входом радиозвена.

Различным способам радиуправления, вообще говоря, соответствуют различные структурные схемы внешних контуров. Однако, если выделить только самые общие их признаки, то можно рассматривать две характерные схемы, первая из которых соответствует командному радиуправлению I-типа (КРУ-I) и радиотеленаведению (рис. 1.37, а), вторая — КРУ-II и самонаведению (рис. 1.37, б).

Проследим образование структурной схемы рис. 1.37, а на примере командного радиоуправления (КРУ-I) (см. § 1.3). В этом случае в состав радиозвена входят радиовизир цели и снаряда, которые измеряют соответствующие координаты $\vec{\psi}_ц$; $\vec{\psi}_сн$ (азимуты, углы места, дальности). Работа радиовизиров описывается уравнениями, связывающими измеряемые координаты и их приборные аналоги на выходе измерительных устройств, входящих в данном случае в состав сложного радиозвена. Приборные аналоги координат преобразуются в счетно-решающем приборе, вырабатывающем команды управления. Эти команды по командной радиолинии передаются на борт снаряда, пре-

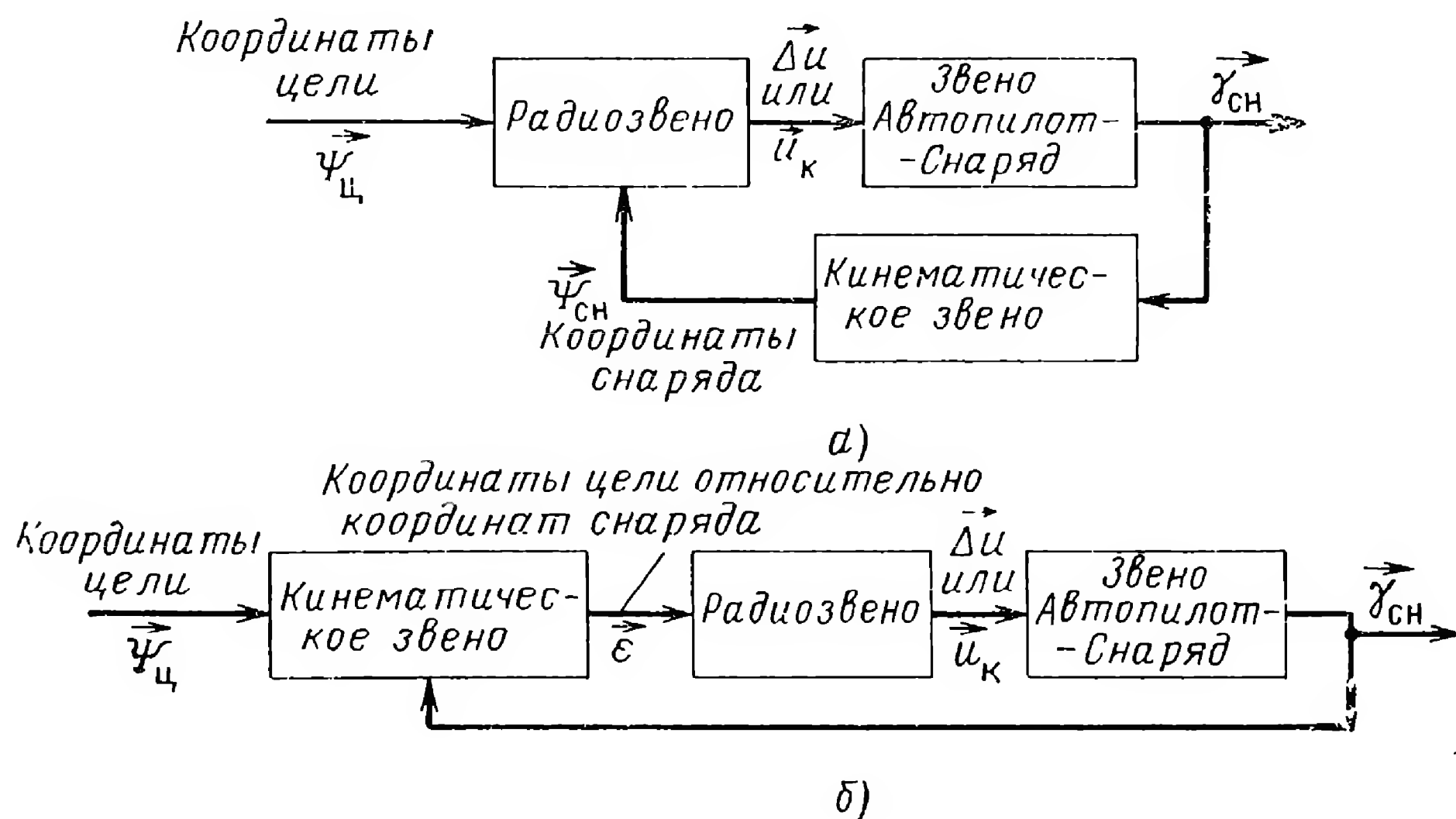


Рис. 137. Внешние контуры для систем управления снарядом:
а — радиотеленавещения и КРУ-I; б — самонавещения и КРУ-II.

образуясь в бортовом приемнике в командное напряжение $\vec{u}_к$. Уравнения, описывающие работу радиовизиров, счетно-решающего прибора и командной радиолинии, могут быть объединены в единое уравнение сложного радиозвена

$$\vec{u}_к = f_p(\vec{\psi}_ц; \vec{\psi}_сн). \quad (1.5.1)$$

Это уравнение и определяет закон управления (1.2.1) для рассматриваемого случая.

Звено Автопилот—Снаряд, как показано в § 1.4, описывается дифференциальным уравнением вида

$$\vec{\gamma}_сн = f_{A-C}(\vec{u}_к). \quad (1.5.2)$$

Наконец, для замыкания контура необходимо добавить кинематическое уравнение, связывающее угол вектора скорости ($\vec{\gamma}_сн$) с координатами снаряда, которые могут быть измерены радиовизиром

$$\vec{\psi}_сн = f_{K3}(\vec{\gamma}_сн). \quad (1.5.3)$$

При радиотеленавешении структурная схема рис. 1.37, а и общий вид описывающих ее уравнений сохраняются, однако, блок формирования команды (счетно-решающий прибор) в этом случае входит в состав автопилота, на который с выхода радиозвена подается сигнал рассогласования Δu .

Структурная схема рис. 1.37, б характерна для таких способов радиоуправления, при которых координаты цели измеряются непосредственно на снаряде. Радиозвено в этом случае измеряет координаты цели относительно снаряда. Результаты измерения либо преобразуются в командное напряжение прямо на борту (при самонавешении), либо передаются на пункт управления, где вырабатывается соответствующая команда (при КРУ-II). В первом случае на выходе радиозвена имеется сигнал рассогласования Δu , а во втором случае — командный сигнал u_k . Кинематическое звено в схеме рис. 1.37, б отражает связь между координатами цели $\vec{\psi}_ц$, углом вектора скорости снаряда $\vec{\gamma}_{сн}$ и координатой $\vec{\varepsilon}$, которая может непосредственно измеряться бортовым радиовизиром

$$\vec{\varepsilon} = f_{кз}(\vec{\psi}_ц; \vec{\gamma}_{сн}). \quad (1.5.4)$$

Исследование контура системы управления обычно начинается с составления структурной схемы и написания уравнений входящих в него звеньев. В общем случае система радиоуправления снарядом оказывается многоконтурной нелинейной нестационарной дискретной системой автоматического регулирования. Как правило, такая система не поддается строгому аналитическому решению и окончательные результаты получаются с помощью моделирования и натурных испытаний. Однако в ряде случаев, особенно на первых этапах проектирования, целесообразно искать приближенные соотношения, максимально упрощая предмет исследования.

Рассмотрим основные особенности контуров системы радиоуправления и приведем краткую характеристику наиболее широко используемых упрощений.

Многоконтурность системы обусловлена, прежде всего, наличием двух внешних контуров для управления движением центра масс снаряда в вертикальной и боковой плоскостях. Процессы в этих контурах, вообще говоря, влияют друга на друга. Кроме того, отдельные звенья каждого контура содержат внутренние замкнутые контуры. Так, внутри звена Автопилот—Снаряд имеется контур стабилизации; радиовизир содержит контуры автоматического слежения за направлением прихода радиоволн, за временем прихода сигнала, за частотой сигнала, систему автоматической регулировки усиления и т. д. Строго говоря, все эти контуры взаимосвязаны и в совокупности должны описываться единой системой уравнений высокого порядка. При приближенном анализе, прежде всего, полагают, что движение в боковой и вертикальной плоскостях независимы, и рассматривают контуры управления по курсу и тангажу независимо друг от друга.

Такое допущение основано на предположении о том, что оси измерительной, командной и исполнительной систем координат остаются параллельными в течение всего времени наведения. В этом случае движение снаряда в одной плоскости связано только с командой курса, а в другой — с командой тангажа. При последующем анализе придется учитывать скручивание систем координат. Скручивание систем координат возникает, например, при декартовом управлении при возникновении крена снаряда. При этом команда на рули курса будет влиять на движение снаряда в обеих плоскостях. В результате оба внешних контура оказываются связанными тем сильнее, чем больше угол крена. Скручивание возникает также и при идеальной стабилизации крена за счет вращения измерительной системы координат вокруг оси, направленной на снаряд. Скручивание не только усложняет анализ системы, но, что особенно важно, ухудшает управление. При малых углах скручивания снаряд все же возвратится на требуемую траекторию, правда по несколько удлиненному пути и за соответственно большее время, при больших же углах — может полностью нарушиться устойчивость управления. В связи с этим обычно принимают меры к уменьшению влияния скручивания, вводя соответствующие поправки. Именно это и позволяет пренебрегать скручиванием в первом приближении.

Однако и при рассмотрении движения лишь в одной плоскости система управления еще остается многоконтурной. Дальнейшие упрощения могут быть сделаны за счет «развязки» различных движений по быстрдействию. Так например, при изучении внешнего контура управления движением снаряда, в первом приближении можно пренебречь сравнительно быстрыми процессами внутри контура стабилизации, а также переходными процессами во внутренних контурах радиовизиров. В результате внутренние контуры могут быть заменены безынерционными звеньями. Наоборот, при изучении быстрых переходных процессов во внутренних контурах можно в первом приближении пренебречь изменениями во внешнем контуре, считая его разомкнутым. Часто также пренебрегают влиянием медленных процессов за счет фугоидных колебаний снаряда.

Н е л и н е й н о с т ь системы управления связана прежде всего с ограниченностью максимальной величины поперечного ускорения снаряда. Нелинейность наиболее сильно проявляется при больших отклонениях переменных от номинальных значений. Так, например, в начале процесса управления, после включения системы, снаряд, отрабатывая большую начальную ошибку, может развивать максимальное поперечное ускорение и некоторое время двигаться по дуге окружности. При этом звено Автопилот—Снаряд будет существенно нелинейным. Возможны также большие возмущения из-за организованных радиопомех или резких маневров цели, когда переменные величины в контуре управления выходят за пределы линейных участков характеристик звеньев. Однако на этапе наведения, при отсутствии больших возмущений, обычно допустимо считать все отклонения малыми, линеаризовать характеристики звеньев и рассматривать контур управления в линейном приближении.

Нестационарность системы весьма существенна на участке разгона снаряда, когда сильно меняется его скорость. На остальных участках нестационарность из-за переменных параметров снаряда в значительной мере компенсируется с помощью контура стабилизации. Весьма значительным может быть влияние нестационарности в кинематических связях. Дело в том, что в кинематические уравнения в качестве параметра обычно входит дальность между пунктом управления и снарядом или между снарядом и целью. Изменение дальности в процессе наведения и делает уравнения нестационарными. В системах командного радиоуправления (КРУ-1), а также при радиотеленаведении эта нестационарность компенсируется путем введения специальной переменной поправки в счетно-решающий прибор. В системах самонаведения обычно такой компенсации не производится, что в ряде случаев вынуждает рассматривать такие системы как нестационарные уже в первом приближении, особенно на участках непосредственного сближения с целью. Однако большей частью переменные параметры в звеньях изменяются достаточно медленно. Это позволяет рассчитывать контур с помощью метода замораживания коэффициентов. Согласно этому методу, систему рассчитывают как стационарную, а затем в полученное решение подставляют значения коэффициентов как функций времени. Обычно достаточно проверить показатели качества работы системы для двух-трех значений коэффициентов.

Дискретность системы возникает из-за дискретного характера работы используемых цифровых счетно-решающих приборов, цифровых командных радиоприемных устройств, импульсных радиовизиров и т. д. Эту дискретность часто можно не учитывать, если тактовая частота соответствующих устройств достаточно велика. Исключением являются случаи, когда дискретность связана со специально редкой передачей команд или с применением радиовизиров кругового обзора, когда поступление информации происходит дискретно с большим периодом. Подобные случаи исследуются с помощью методов теории дискретных систем [3].

Линеаризованная стационарная непрерывная система управления описывается соответствующей системой линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Основные методы исследования регулярных процессов в такой системе основаны на преобразовании Лапласа или Фурье. При этом звенья описываются передаточными функциями или частотными характеристиками, а переменные величины — изображениями или спектрами.

Задачи исследования контура системы управления главным образом заключаются в определении условий устойчивости и анализе ошибок управления. Ошибки могут быть найдены для любой из переменных, но основной интерес представляют параметры рассогласования, характеризующие отклонения траектории от необходимой. Ошибки управления возникают из-за возмущений, действующих на контур, или из-за переходного процесса после включения при ненулевых начальных условиях. В структурной схеме ошибку управления всегда можно определить как величину на выходе соответствующего звена, входящего в состав контура.

Возмущения, действующие на контур управления, обусловлены тремя основными факторами: движением цели (ошибка, возникающая из-за движения цели, называется *динамической*); возмущениями в радиозвене из-за естественных или организованных радиопомех; возмущениями в звене Автопилот—Снаряд (ветровые нагрузки, перекося тяги двигателей и др.). По характеру процесса возмущения могут быть *квазирегулярными* или *случайными*. Квазирегулярным процессом иногда описывается изменение координат цели. Помеха, как правило, является случайным процессом. Квазирегулярное возмущение можно задать, например, в виде степенной функции времени

$$z(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots \quad (1.5.5)$$

Такое возмущение в линеаризованной стационарной системе дает установившуюся ошибку управления, которая может быть записана как

$$l(t) = b_0 z(t) + b_1 \dot{z}(t) + b_2 \ddot{z}(t) + \dots, \quad (1.5.6)$$

где b_0, b_1, b_2 — коэффициенты ошибки, которые выражаются через параметры передаточной функции контура [3].

Если внешнее возмущение задано в виде случайного процесса, то ошибка управления также будет случайной. Наиболее часто в качестве характеристики такой ошибки используется ее дисперсия. В простейшем случае ищется установившаяся дисперсия, которая определяется через спектральную плотность мощности возмущения $G_B(\omega)$ как

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G_B(\omega) |\Phi_K(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.5.7)$$

где $\Phi_K(j\omega)$ — комплексная частотная характеристика замкнутого контура, входом которого является точка приложения возмущения, а выходом — точка, в которой определяется ошибка управления. Во многих практических случаях спектральная плотность возмущения равномерна в достаточно широкой полосе. При этом можно принимать $G_B(\omega) = G_B(0)$ и вычислять дисперсию ошибки как

$$\sigma_l^2 \simeq \frac{1}{2\pi} G_B(0) \int_0^\infty |\Phi_K(j\omega)|^2 d\omega. \quad (1.5.8)$$

В этих случаях закон распределения вероятностей ошибки управления можно считать нормальным независимо от закона распределения вероятностей возмущения.

Реакцию контура на широкополосные случайные возмущения часто можно характеризовать *эквивалентной шумовой полосой* контура, которая определяется как

$$\Delta F_\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |\Phi_0(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.5.9)$$

где

$$\Phi_0(j\omega) = \frac{\Phi_1(j\omega)}{1 + \Phi_1'(j\omega)}; \quad (1.5.10)$$

$\Phi_1(j\omega)$ — частотная характеристика разомкнутого контура. Поскольку практически используемые системы радиуправления являются астатическими, то $\Phi_0(0) = 1$.

Если между выходом и точкой приложения возмущения имеются только безынерционные звенья с общим коэффициентом передачи κ_1 , то формула (1.5.8) преобразуется к виду

$$\sigma_l^2 = \frac{G_B(0) \Delta F_{\theta}}{\kappa_1^2}, \quad (1.5.11)$$

поскольку в этом случае

$$\Phi_0(j\omega) = \kappa_1 \Phi_K(j\omega). \quad (1.5.12)$$

В большинстве случаев требования к характеристикам контура для обеспечения малых динамических и случайных ошибок от помех оказываются противоречивыми. Поэтому при проектировании контура

системы радиуправления используются методы теории оптимальной фильтрации.

Специфическими ошибками, характерными для систем радиуправления снарядами, являются ошибки, возникающие при скручивании систем координат. Рассмотрим скручивание, которое определяется неидеальностью стабилизации управляемого снаряда по крену. Как видно из рис. 1.38, при возникновении угла крена $\gamma_{кр}$ и при передаче на борт снаряда таких значений команд по курсу и тангажу, пропорционально которым в исполнительной бортовой системе координат создаются поперечные

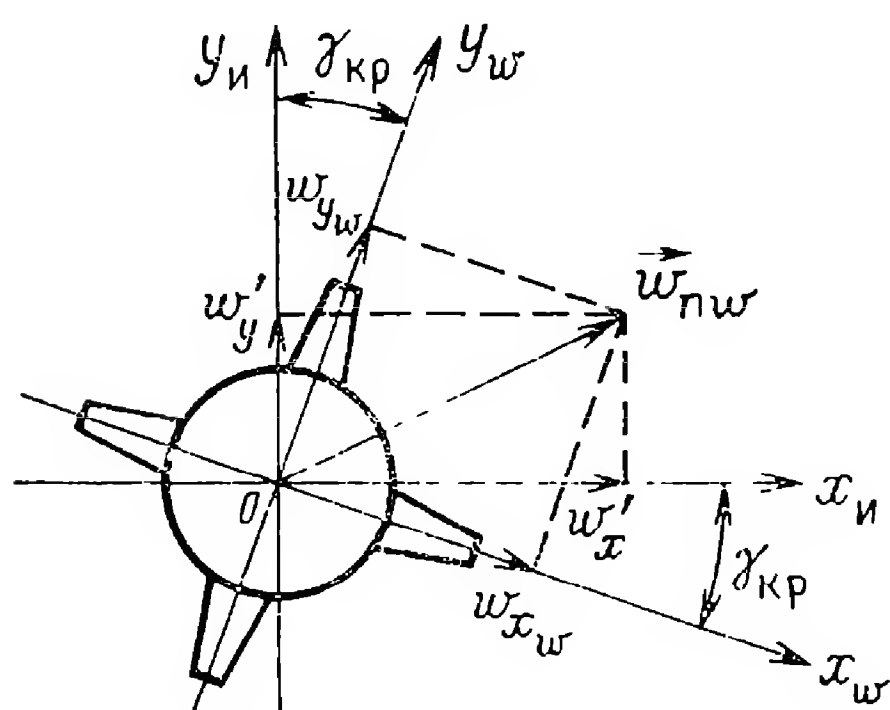


Рис. 1.38. Скручивание измерительной и исполнительной систем координат при крене снаряда.

ускорения, соответственно w_{xw}' и w_{yw}' , фактически получаемые снарядом ускорения в измерительной системе координат (полагаем, что взаимное скручивание измерительной и командной систем координат не имеет места) будут

$$\begin{aligned} w_{xw}' &= w_{xw} \cos \gamma_{кр} + w_{yw} \sin \gamma_{кр}, \\ w_{yw}' &= w_{yw} \cos \gamma_{кр} - w_{xw} \sin \gamma_{кр}. \end{aligned} \quad (1.5.13)$$

В соответствии с соотношениями (1.5.13), на рис. 1.39 изображена часть структурной схемы с учетом влияния угла $\gamma_{кр}$. Из рис. 1.39 видно, что в каналы курса и тангажа последовательно добавляются звенья с коэффициентом передачи $\cos \gamma_{кр}$ и, кроме того, в них появляется междуканальная перекрестная связь с коэффициентом передачи $\pm \sin \gamma_{кр}$.

Рис. 1.40 поясняет влияние угла крена $\gamma_{кр}$ на траекторию движения снаряда. Отметим, что плоскость чертежа на рис. 1.40 перпендикулярна кинематической траектории. Пусть, например, снаряд отклонился вверх от кинематической траектории и находится в точке А.

Визир снаряда фиксирует это отклонение, после чего формируется и передается команда управления, пропорциональная отрезку AO , в соответствии с которой на борту снаряда создается поперечное ускорение $\vec{\omega}_{\Pi\omega_A}$. При наличии угла крена $\gamma_{кр}$ вектор $\vec{\omega}_{\Pi\omega_A}$ будет направлен по прямой AB , поэтому в первом приближении можно считать, что проекция траектории движения снаряда на плоскость $Ox_{и} y_{и}$ проходит по этой прямой (для сравнения отметим, что при $\gamma_{кр} = 0$ проекция движения будет соответствовать прямой AO). В точке B формируется новая команда управления, величина которой пропорциональна отрезку OB , т. е. создается ускорение $\omega_{\Pi\omega_B}$. При наличии крена

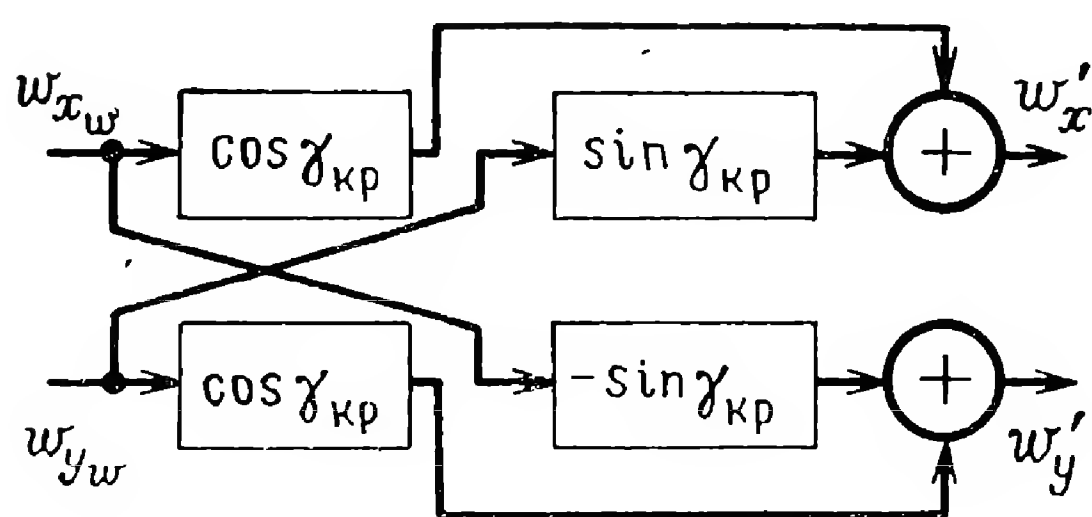


Рис. 1.39. Перекрестные связи в контуре управления из-за возникновения угла $\gamma_{кр}$.

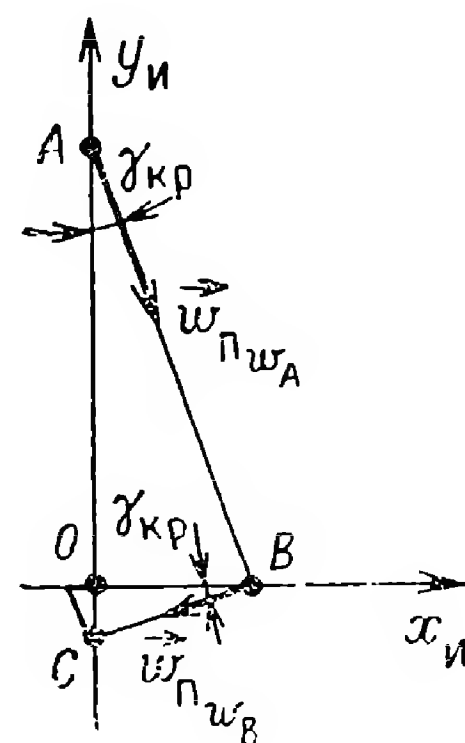


Рис. 1.40. Проекция траектории движения снаряда на плоскость, нормальную к КТС, при возникновении угла $\gamma_{кр}$.

вектор $\omega_{\Pi\omega_B}$ будет направлен по прямой BC . Продолжая аналогичные рассуждения для других положений снаряда (формирование команд управления производится непрерывно), можно показать, что движение снаряда в плоскости чертежа при $\gamma_{кр} \neq 0$ происходит по скручивающейся спирали. Поскольку существует продольная составляющая скорости снаряда, направленная вдоль оси $Oz_{и}$ т. е. нормально к плоскости чертежа, фактическое движение снаряда будет происходить по скручивающейся гиперболической спирали. При этом увеличивается время, в течение которого ликвидируется возникшее отклонение снаряда.

Большие углы крена недопустимы, поскольку, например, при $\gamma_{кр} = \pi/2$ рули курса и тангажа как бы меняются местами и снаряд практически становится неуправляемым. Для нормальной работы контура управления допускаются углы крена, не превышающие ориентировочно 10° [6].

Существуют различные технические средства для компенсации влияния неидеальной стабилизации снаряда по крену на качество работы системы управления. Так, например, часто применяют синусно-косинусные потенциометры, решающие уравнения вида (1.5.13) и корректирующие команды в соответствии с измеряемым на борту значением $\gamma_{кр}$ [11].

В заключение отметим, что возникающие в командных радиолниях или радиовизирах цели и снаряда междуканальные помехи обычно приводят также к перекрестным связям между каналами курса и тангажа, как и при наличии угла крена управляемого снаряда, т. е. при этом возникает эффект, аналогичный эффекту скручивания систем координат.

§ 1.6. АВТОНОМНОЕ НЕРАДИОТЕХНИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ

При автономном нерадиотехническом управлении, так же как и при автономном радиоуправлении, на борт снаряда в течение всего процесса наведения не поступает никакой информации ни от цели, ни от пункта управления. Различают следующие основные способы автономного нерадиотехнического управления: программное гироскопическое управление; программное управление с использованием физических характеристик Земли; астронавигационное управление; инерциальное управление.

Основными элементами программной гироскопической системы управления являются автомат гироскопической стабилизации и программное устройство, формирующее командный сигнал, изменяющийся по заданному закону. Специальные датчики измеряют углы положения оси снаряда относительно гироскопической системы координат. Сигналы датчиков сравниваются с заданной программой, в результате чего вырабатывается командный сигнал, управляющий рулями снаряда.

Автономные программные гироскопические системы управления используются, в частности, для управления полетом снаряда на первом участке траектории непосредственно после его старта до вхождения в зону действия радиотехнических средств комплекса управления.

Программные системы управления с использованием физических характеристик Земли описаны в [19—21]. В качестве таких характеристик могут быть выбраны, например, напряженность магнитного поля Земли, атмосферное давление и сила земного притяжения, зависящие от высоты, и др. Чувствительные элементы приборов снаряда реагируют на подобные характеристики и определяют параметры фактической траектории. Эти параметры сравниваются с теми, которые выдаются программным устройством. При рассогласовании вырабатывается командный сигнал, который управляет движением снаряда через автомат гироскопической стабилизации.

Основным элементом астронавигационной системы является телескоп, работающий в режиме автоматического слежения за выбранной звездой.

В программной астронавигационной системе непрерывно вычисляются географические координаты снаряда (широта и долгота). Эти координаты можно определить, наблюдая за двумя небесными светилами с помощью двух бортовых фотоэлектрических следящих секстантов, установленных на стабилизированной платформе. Затем по ре-

зультатам этого наблюдения определяется местоположение снаряда. Принцип работы программной астронавигационной системы управления основан на сравнении координат действительного местоположения снаряда с координатами, задаваемыми программным устройством. Сигналы ошибки управления, пропорциональные разности между действительными и заданными координатами, воздействуют на органы управления, в результате чего снаряд возвращается на заданную траекторию. Преимуществом такой системы управления является постоянная точность определения местоположения снаряда, не зависящая от времени и дальности полета.

Основными чувствительными элементами **и н е р ц и а л ь н о й с и с т е м ы у п р а в л е н и я** являются акселерометры (измерители ускорения).

Зная географическое положение места старта и имея результат интегрирования ускорений, устанавливают действительное местоположение снаряда для любого момента времени в течение всего процесса наведения. Далее система работает по принципу, общему для всех программных систем управления.

Рассмотренные схемы автономного нерадиотехнического управления имеют ряд недостатков и ограничений, поэтому из них образуют комбинированные системы, позволяющие улучшить показатели системы в целом. Так, например, автономная программная гироскопическая система не позволяет ликвидировать боковые сносы снаряда, при которых корпус снаряда перемещается в пространстве без поворотов относительно какой-либо из его осей. Поэтому ее целесообразно применять совместно, например, с инерциальной системой.

В качестве другого примера можно назвать комбинированную астроинерциальную систему. Инерциальные системы имеют существенный недостаток: в них со временем накапливаются ошибки управления. Для устранения этого недостатка инерциальную систему дополняют рассмотренной выше астронавигационной системой, в которой ошибка не зависит от продолжительности полета. Данные о местоположении снаряда, полученные с инерциальной системы (путем интегрирования сигналов акселерометров) сравнивают с данными, полученными от астронавигационной системы, и в случае необходимости соответствующим образом корректируют. В остальном схема астроинерциальной системы управления аналогична инерциальной системе. Комбинированная астроинерциальная система может успешно работать и в тех случаях, когда наблюдение за звездами в течение небольших промежутков времени в процессе наведения становится невозможным. Применяются и такие комбинированные системы автономного управления, в которых инерциальная часть корректируется данными (например, данными о скорости), получаемыми с помощью соответствующих радиотехнических устройств. В подобных случаях будем иметь дело с автономной радиоинерциальной системой управления (см. гл. 7).

Автономные системы управления — это, главным образом, системы управления снарядами класса «Поверхность — Поверхность», а иногда и «Воздух — Поверхность». Применение их эффективно

в случаях наведения снарядов на неподвижные цели, географические координаты которых заранее известны. Подобные системы при определенных условиях могут быть использованы также для выведения снаряда в район цели с последующим переходом на самонаведение.

На начальном участке траектории, непосредственно следующем за стартом снаряда, практически для снарядов всех классов, в основном применяется автономное управление с помощью гироскопических и инерциальных средств.

В заключение следует отметить, что для гироскопических и инерциальных систем автономного управления не могут быть созданы организованные помехи.

§ 1.7. ВЕРОЯТНОСТЬ ПОРАЖЕНИЯ ЦЕЛИ И ТРЕБОВАНИЯ К ТОЧНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

1. Факторы, определяющие вероятность поражения цели

Конечной задачей наведения снаряда является поражение цели. В общем случае факт поражения следует рассматривать как случайное событие и оценивать его некоторой вероятностью $p_{\text{пор}}$.

Комплекс управляемого снаряда должен обеспечивать требуемую вероятность поражения цели. При условии, что снаряд доходит до конца управляемого участка, значение вероятности поражения зависит от характеристик цели, боевого заряда и взрывателя, а также от ошибок, которые возникают в процессе наведения снаряда на цель и величины мертвой зоны системы управления.

При применении обычных зарядов поражение цели может быть следствием прямого попадания, действия осколков и действия взрывной волны. В зависимости от характера цели, основное значение имеет тот или иной вид поражения. Так, например, при наведении на самолет возможность прямого попадания обычно исключается: цель будет поражаться осколками и взрывной волной. Снаряды с таким действием называют *д и с т а н ц и о н н ы м и* (или *н е к о н т а к т н ы м и*) [103]. При наведении на корабли цель поражается при прямом попадании. Снаряды, применяемые при этом, относят к классу *у д а р н ы х*.

Подрыв боевого заряда происходит в результате срабатывания взрывателя. На управляемых снарядах обычно применяются неконтактные, дистанционные и контактные взрыватели. Применение последних ограничено случаями, когда цель поражается при прямом попадании, или вследствие взрыва снаряда при его соприкосновении с поверхностью земли или моря. Контактные взрыватели в основном применяются на ударных снарядах. Дистанционные взрыватели осуществляют подрыв боевого заряда спустя определенное время после пуска снаряда.

Неконтактные взрыватели, извлекающие тем или иным способом информацию о взаимном положении и движении снаряда и цели, имеют значительно большее применение. Такие взрыватели эффективно используются при наведении дистанционных снарядов на движущиеся

цели, а также при наведении подобных снарядов на наземные неподвижные цели, когда взрыв должен произойти в воздухе. Последний случай характерен, например, при решении задачи подрыва баллистических ракет с атомными и термоядерными зарядами [104]. Основное требование к неконтактным взрывателям состоит в том, чтобы они срабатывали при определенном положении снаряда по отношению к цели. Например, можно потребовать, чтобы взрыватель сработал при заранее заданном значении угла $\beta = \beta_{вз}$ между вектором скорости снаряда и направлением на цель (рис. 1.41) и при условии, что расстояние до цели r в этот момент меньше некоторого критического, определяемого радиусом зоны поражения $r_{пор}$. (На рис. 1.41 положения снаряда и цели при $\beta = \beta_{вз}$ изображены пунктиром.) Значение $r_{пор}$ за-

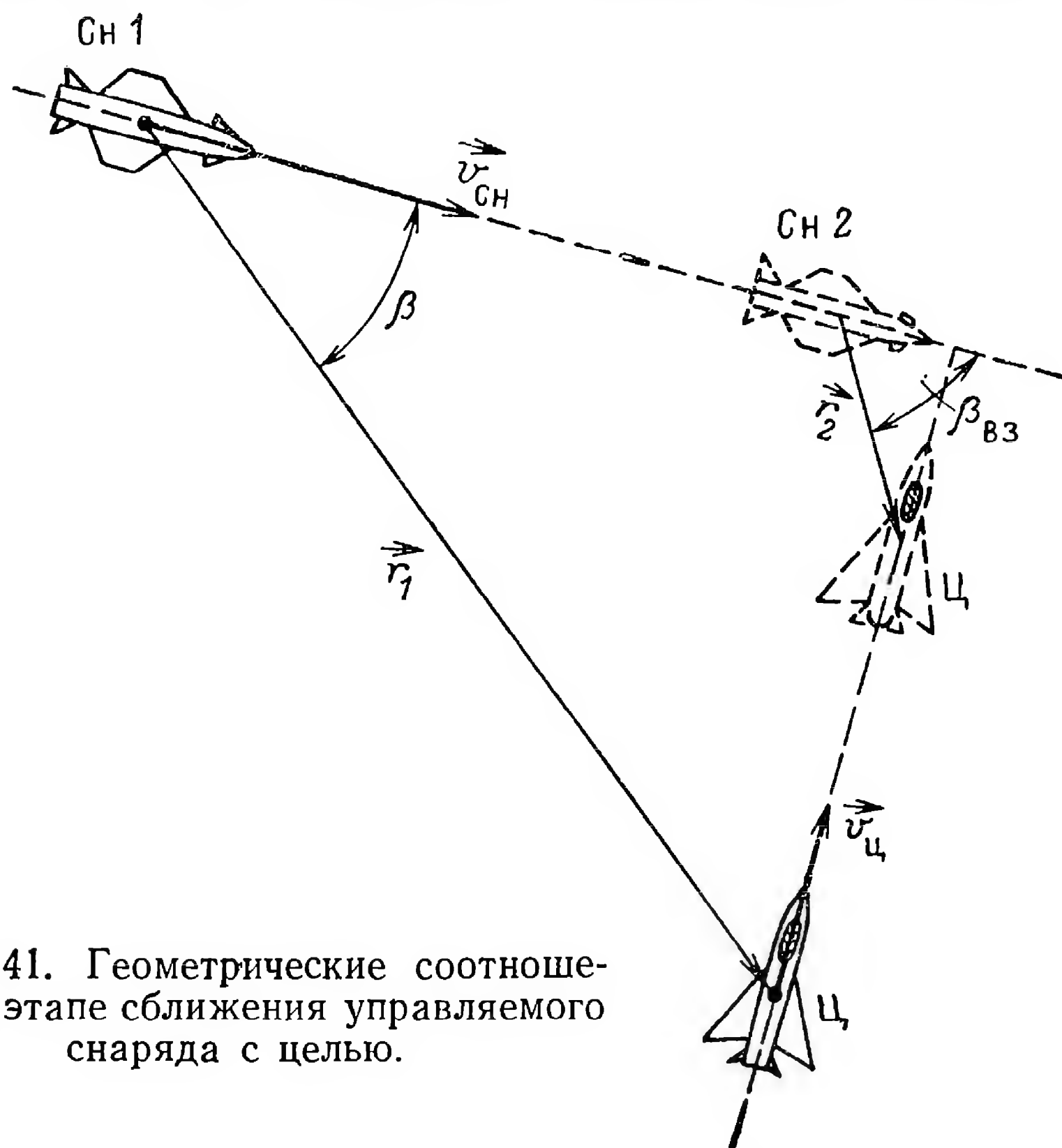


Рис. 1.41. Геометрические соотношения на этапе сближения управляемого снаряда с целью.

висит от эффективности боевого заряда и уязвимости цели. Таким образом, срабатывание взрывателя произойдет при выполнении условий

$$\beta = \beta_{вз}; \quad |\vec{r}| \leq r_{пор}. \quad (1.7.1)$$

В процессе сближения снаряда с целью происходит увеличение угла β . Рассматривая, например, встречные курсы движения снаряда и цели, нетрудно убедиться, что кратчайшее расстояние между ними будет при $\beta = \pi/2$. Для наиболее эффективного воздействия осколков на цель целесообразно осуществлять подрыв боевого заряда с некоторым упреждением при $\beta_{вз} < \pi/2$, поскольку необходимо учитывать перемещение цели за время полета осколков. Радиотехническое устройство взрывателя измеряет фактическое значение угла β , производит оценку расстояния до цели и выдает команду подрыва, когда условия (1.7.1) выполняются.

Минимальное значение r определяется точностью наведения снаряда на цель. Очевидно, что вероятность поражения цели тем больше, чем больше точность, которую мы будем характеризовать ошибкой наведения, под которой понимается величина параметра рассогласования в момент прекращения работы системы управления.

Если не учитывать возможных неисправностей, то система управления прекращает работу в следующих случаях:

1. В момент пересечения снарядом мертвой зоны управления. Причины образования мертвой зоны могут быть различными. Например, мертвая зона может возникать из-за недостаточной маневренности снаряда, в результате чего при подходе к цели снаряд срывается с кинематической траектории и движется по окружности с повернутыми до упора рулями. В других случаях мертвая зона связана с недостаточной разрешающей способностью средств визирования, с конечной скоростью исполнения команд из-за инерционности системы управления и т. д.

При достижении снарядом границы мертвой зоны, траектория его дальнейшего движения зависит от установки рулевых органов после прекращения управления. Во многих случаях вследствие малости радиуса мертвой зоны независимо от положения рулей в первом приближении можно считать, что в ее пределах снаряд движется по прямой линии. Направление движения определяется направлением вектора скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ в момент прекращения управления.

2. При прямом попадании снаряда в цель. В этом случае вероятность поражения обычно можно считать равной единице и ошибку наведения равной нулю.

3. По окончании полета снаряда в связи с ударом о землю или о воду.

4. При срабатывании дистанционного взрывателя.

5. При пролете снаряда мимо цели и последующей его самоликвидации. При этом вероятность поражения цели практически равна нулю.

Задаваясь характеристиками цели и комплекса снаряда, можно найти связь между ошибками наведения и вероятностью поражения цели и установить требования к точности системы управления на основе заданной вероятности поражения. Эта связь будет различной для разных случаев прекращения работы системы управления. Зависимость между ошибкой наведения и вероятностью поражения цели, вообще говоря, оказывается достаточно сложной. Кроме того, во многих случаях знания ошибки наведения недостаточно. Так, например, при наведении по кривой погони (см. рис. 1.5) параметр рассогласования (угол β) в момент прекращения управления может быть равен нулю, т. е. ошибка наведения отсутствует, однако несмотря на это, поражения движущейся цели не произойдет из-за того, что условие $r < r_{пор}$ не будет выполнено. Подобные соображения обуславливают необходимость введения другого критерия, характеризующего взаимное положение снаряда и цели. В качестве такого критерия часто применяется промах — кратчайшее расстояние между снарядом и целью, которое имеет место в процессе их движения. В некоторых задачах использование понятия промаха упрощает установле-

ние связи между точностью системы управления и вероятностью поражения цели.

При применении ударных управляемых снарядов промах оценивают в картинной плоскости, проходящей через цель, как это показано на рис. 1.42. Закон распределения случайных величин, характеризующих фактические точки попадания снарядов, называется *закон о м р а с с е и в а н и я*. Часто его принимают нормальным и, если система координат выбрана так, что ее начало совмещается с центром цели, а оси совпадают с главными осями эллипса рассеивания, то закон рассеивания имеет вид

$$p(x, z) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_z} \exp - \frac{1}{2} \left[\frac{(x-\bar{x})^2}{\sigma_x^2} + \frac{(z-\bar{z})^2}{\sigma_z^2} \right], \quad (1.7.2)$$

где \bar{x} , \bar{z} — средние по ансамблю пусков снарядов значения точек попадания; σ_x^2 , σ_z^2 — дисперсии отклонений по осям x и z .

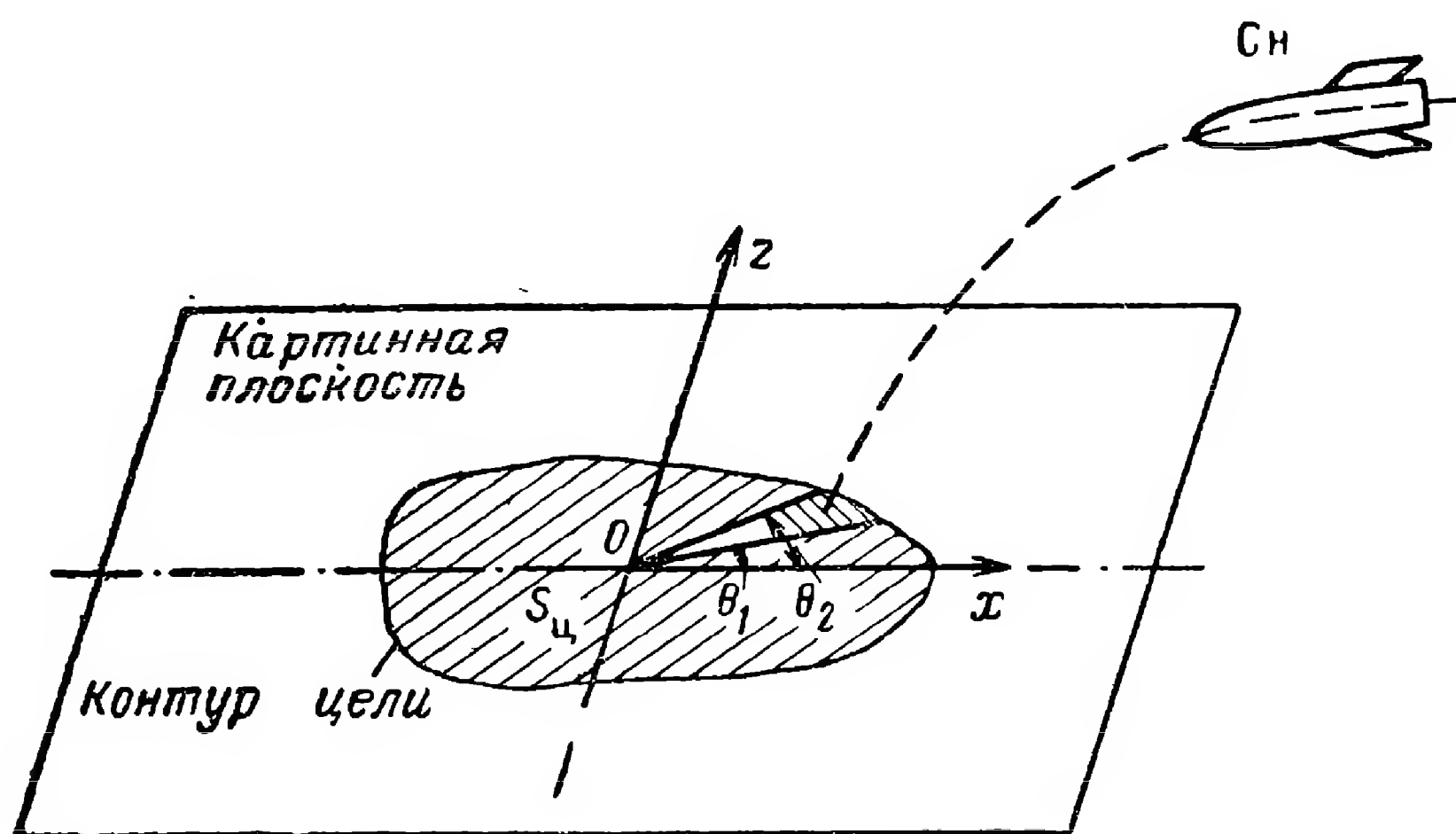


Рис. 1.42. К оценке промаха ударных управляемых снарядов.

Так как для ударного снаряда поражение цели происходит только при прямом попадании, то вероятность поражения цели одним таким снарядом будет

$$p_{\text{пор}} = \iint_{S_{\text{ц}}} p(x, z) dx dz, \quad (1.7.3)$$

где $S_{\text{ц}}$ — геометрическая площадь цели.

При оценке вероятности поражения цели дистанционными снарядами в случае размещения цели, например, на поверхности земли, когда рассеивание происходит в плоскости $x_{\text{зм}} O z_{\text{зм}}$, также можно пользоваться соотношением вида (1.7.3). Однако в этом случае интегрирование должно вестись не по фактической площади цели $S_{\text{ц}}$, а по большей площади, определяющей зону боевого поражения $S'_{\text{ц}}$. Когда радиус поражающего действия дистанционного снаряда $R_{\text{п}}$ в плоскости $x_{\text{зм}} O z_{\text{зм}}$ постоянен, а цель равноуязвима во всех направлениях, то границы зоны боевого поражения получаются в виде кривой, удаленной от контура цели на расстояние $\approx R_{\text{п}}$ (рис. 1.43).

В случае воздушных целей за картинную плоскость можно принимать такую, которая проходит через расчетную точку встречи с целью перпендикулярно к кинематической траектории снаряда (рис. 1.44). Однако для воздушной цели рассмотрение рассеивания снарядов только в картинной плоскости недостаточно. При этом необходимо также

рассматривать рассеивание снарядов по оси y в момент их подрыва. В этом случае вероятность поражения цели оценивается по формуле

$$P_{\text{пор}} = \iiint_{S'_c} p(x, y, z) dx dy dz, \quad (1.7.4)$$

где $p(x, y, z)$ — трехмерная нормальная плотность вероятности координат точек подрыва снаряда; S'_c — трехмерная зона поражения цели.

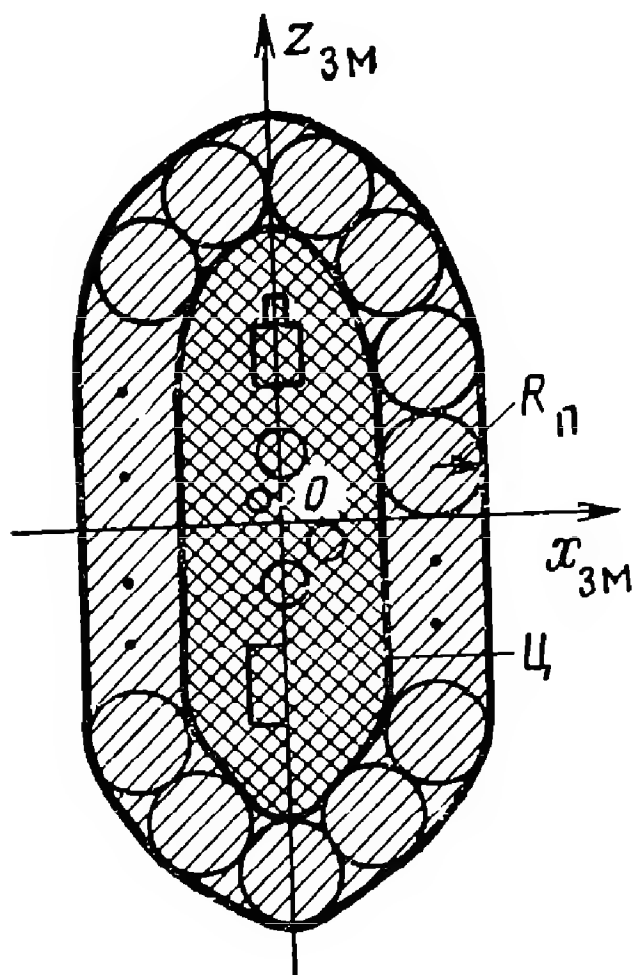


Рис. 1.43. К оценке границ зоны боевого поражения при стрельбе дистанционными снарядами.

Зона боевого поражения цели ранее нами была определена таким образом, что подрыв боевого заряда внутри этой зоны соответствовал вероятности поражения цели, равной единице, а при подрыве вне зоны поражения цели вообще не происходило. На самом же деле существует

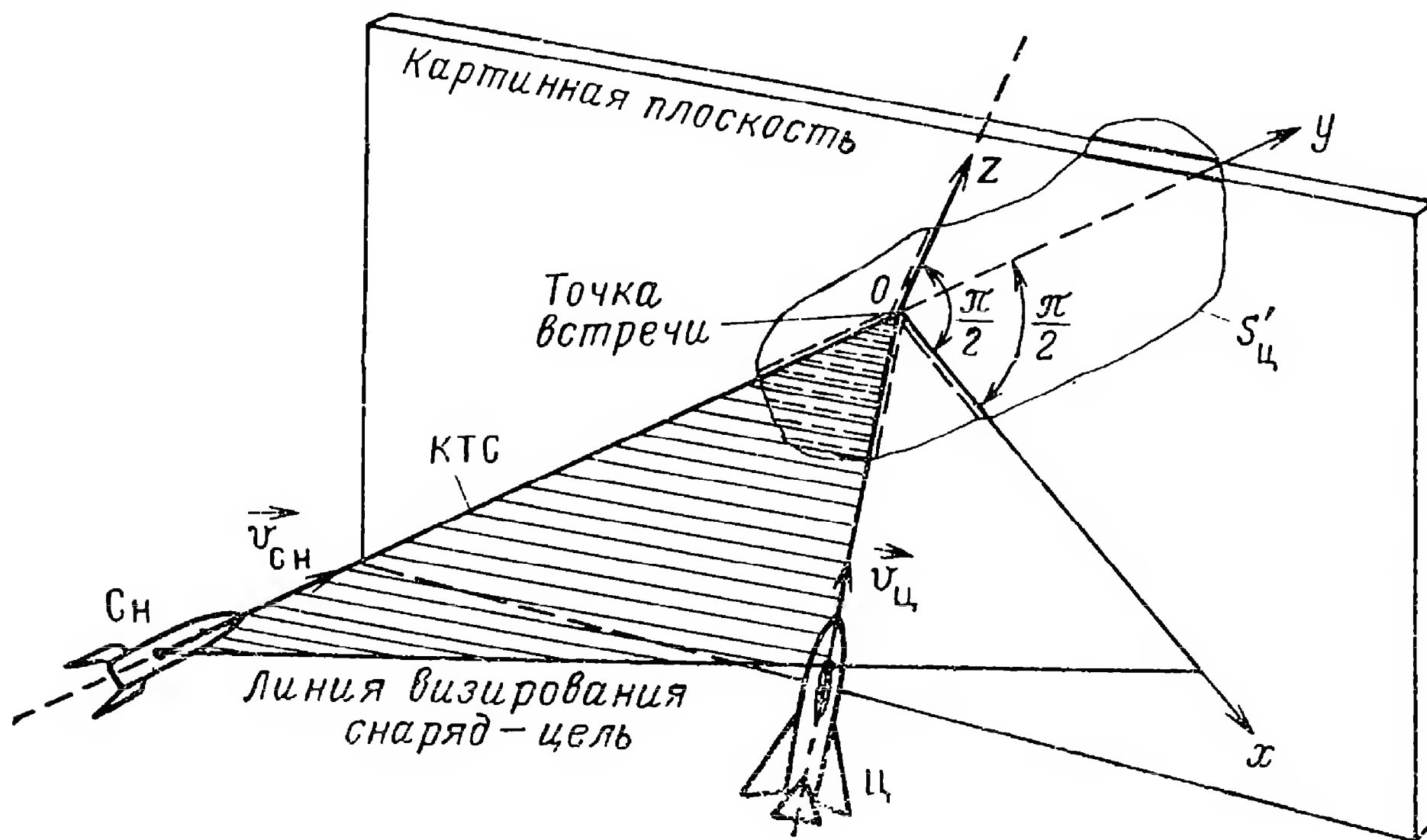


Рис. 1.44. К определению картинной плоскости и оценке зоны поражения при стрельбе по воздушным целям.

определенная зависимость вероятности поражения цели от расстояния цель — снаряд в момент подрыва боевой части последнего. При этом вместо (1.7.4) имеем

$$P_{\text{пор}} = \iiint_{-\infty}^{+\infty} p(x, y, z) p_n(x, y, z) dx dy dz, \quad (1.7.5)$$

где $p_{\Pi}(x, y, z)$ — весовой множитель, учитывающий зависимость вероятности поражения цели от положения снаряда относительно цели в момент подрыва.

Определение количественных критериев, устанавливающих требования к точности системы управления исходя из заданной вероятности поражения цели или заданной величины промаха производится по-разному для различных методов наведения.

2. Требования к точности системы управления

Для того чтобы показать, как устанавливаются требования к точности системы управления, рассмотрим случай двухточечного наведения по кривой погони, когда вектор скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ направляется вдоль линии, соединяющей снаряд с целью. Угол между вектором скорости и этой линией в момент прекращения управления и будет ошибкой наведения, которую обозначим β_{Π} (рис. 1.45). На этом рисунке показаны соотношения величин в плоскости Oxy (см. также рис. 1.44).

На простейшем примере покажем, каким образом можно установить максимально допустимые значения ошибки наведения. Рассмотрим наведение на воздушную цель. Точка O на рис. 1.45 в случае наведения на неподвижную цель соответствует реальному положению цели. Если же речь идет о движущейся цели, то точка O будет соответствовать местоположению цели в расчетный момент встречи со снарядом. Будем считать, что система управления обладает мертвой зоной, т. е. прекращает работу, когда расстояние между снарядом и целью становится равным $r_{мз}$,

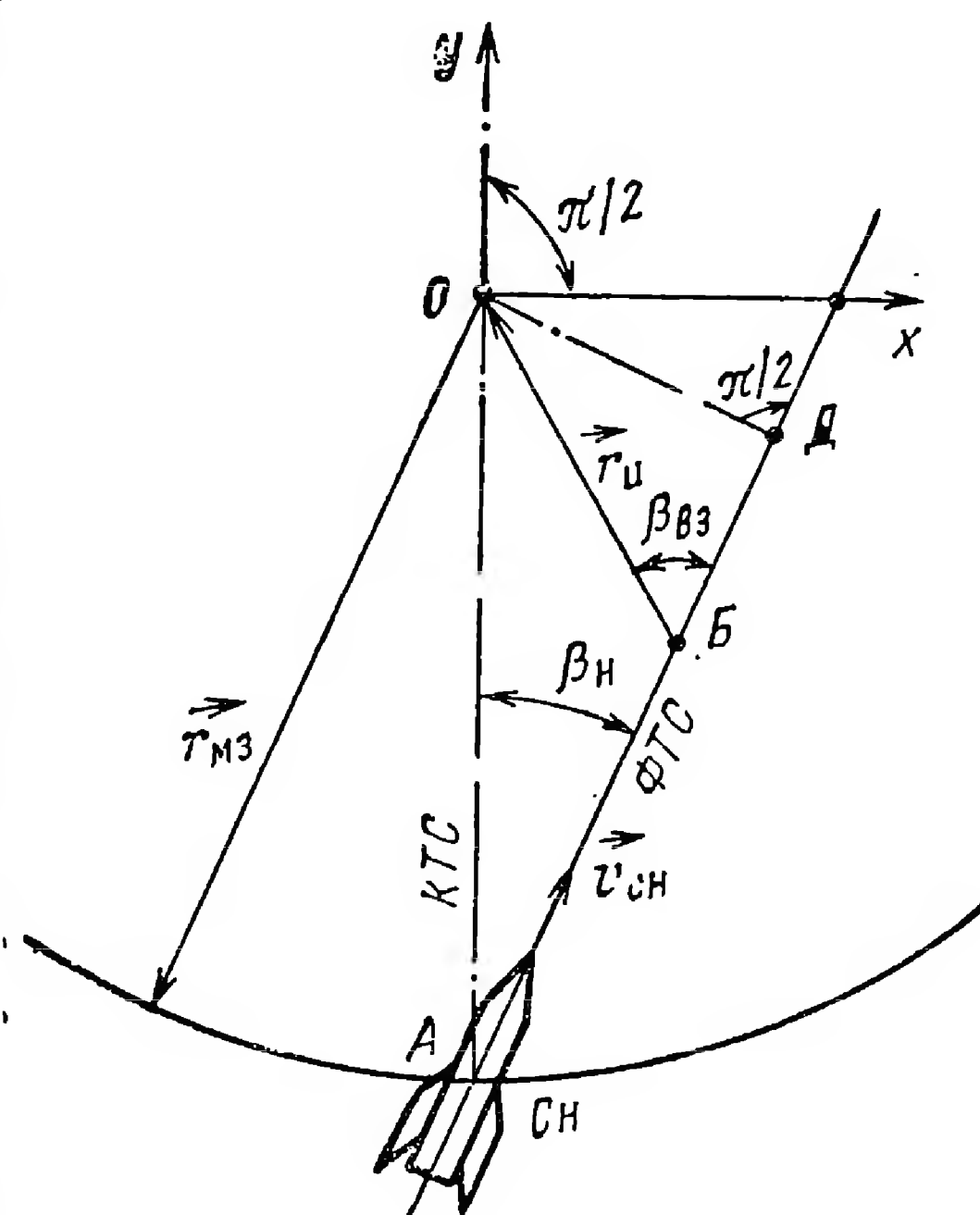


Рис. 1.45. К оценке вероятности поражения цели.

что на рис. 1.45 соответствует нахождению снаряда в точке A . В этот момент вектор скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$ отклонился от направления на цель на угол β_{Π} , следовательно, в мертвой зоне снаряд движется по прямой AD . Взрыватель снаряда рассчитан таким образом, чтобы вызвать взрыв в момент, когда угол между вектором $\vec{v}_{сн}$ и линией снаряд — цель будет равен $\beta_{вз}$. Следовательно, взрыв произойдет в точке B на расстоянии $r_{ц}$ от цели. Примем, что $\beta_{вз} \approx \pi/2$, тогда с учетом малости угла β_{Π} взрыватель сработает почти в картинной плоскости. Вектор $\vec{r}_{ц}$ в данном случае определяет промах.

Характеристики боевого заряда будем считать такими, что вероятность поражения цели зависит только от расстояния до снаряда в момент подрыва и имеет вид

$$p_{\Pi}(r) = \kappa \exp(-r^2/a^2), \quad (1.7.6)$$

где $a, \kappa \leq 1$ — коэффициенты, характеризующие эффективность заряда и уязвимость цели.

Это соотношение является одной из возможных конкретных реализаций функции $p_{\Pi}(x, y, z)$ в (1.7.5) при $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$.

Закон рассеивания в картинной плоскости $p(x, z)$ примем нормальным с центром в точке O и равноточным по всем осям с дисперсией $\sigma_{r_{\Pi}}^2$. Тогда, переходя в (1.7.5) к полярным координатам (при $y = 0$), имеем

$$p_{\text{пор}} = \frac{\kappa}{\sigma_{r_{\Pi}}^2} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_{r_{\Pi}}^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2}{a^2}\right) r dr = \frac{\kappa a^2}{a^2 + 2\sigma_{r_{\Pi}}^2}. \quad (1.7.7)$$

Отсюда при известных значениях κ и a и заданном значении $p_{\text{пор}}$ может быть определено допустимое значение дисперсии $\sigma_{r_{\Pi}}^2$ промаха. Но так как при $\beta_{\Pi} \ll 1$

$$r_{\Pi} \simeq r_{\text{мз}} \beta_{\Pi}, \quad (1.7.8)$$

и считая $r_{\text{мз}} = \text{const}$, имеем

$$\sigma_{\beta_{\Pi}}^2 = \frac{\sigma_{r_{\Pi}}^2}{r_{\text{мз}}^2}. \quad (1.7.9)$$

По последнему соотношению с учетом (1.7.7) может быть определено интересующее нас допустимое значение среднеквадратической ошибки наведения $\sigma_{\beta_{\Pi}}$. Например, при $a = 20 \text{ м}$, $\kappa = 0,95$, $p_{\text{пор}} = 0,9$ из (1.7.7) находим, что $\sigma_{r_{\Pi}}^2$ должно быть равно 11 м^2 . При $r_{\text{мз}} = 100 \text{ м}$ получаем, что $\sigma_{\beta_{\Pi}} \approx 0,03 \text{ рад}$.

Следует отметить, что оцениваемые по формуле (1.7.7) требования к точности системы управления характеризуют ее в целом, т. е. допустимая ошибка, вычисленная по (1.7.7), включает и ошибки радиовизира, измеряющего направление на цель, и ошибки системы стабилизации снаряда, и ошибки исполнительных органов, и т. д.

При расчетах может оказаться, что для заданных $p_{\text{пор}}$ и $a/r_{\text{мз}}$ требования к точности системы управления будут слишком высокими. Обеспечение требуемого $p_{\text{пор}}$ в этом случае возможно путем использования залповой стрельбы (см. гл. 9).

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

§ 2.1. КОСМИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Космическими аппаратами (КА) называют устройства, предназначенные для полета за пределами земной атмосферы — в космическом пространстве. В зависимости от области космического пространства, в которую направляются КА, различают аппараты ближнего, среднего и дальнего космоса.

Ближний космос — околоземное космическое пространство, удаленное от поверхности Земли до 10—20 тыс. км. Средний космос — область космического пространства, простирающаяся от 10—20 тыс. км над поверхностью Земли до лунных дальностей (400 тыс. км). Дальний космос — область космического пространства, расположенная дальше орбиты Луны.

К аппаратам ближнего космоса относятся искусственные спутники Земли, баллистические ракеты, антиракеты.

Искусственными спутниками Земли (ИСЗ) являются КА, обращающиеся по замкнутой орбите вокруг Земли. Баллистическими ракетами (БР) называются КА, предназначенные для поражения удаленных наземных целей. Основную часть траектории, так называемую баллистическую кривую, БР проходит при выключенном двигателе под действием начальной скорости и силы тяжести. Антиракеты — это КА, предназначенные для поражения баллистических ракет противника.

Космические аппараты, используемые для полетов к Луне или планетам Солнечной системы, называются лунными или межпланетными. Они предназначаются для проведения различных научных исследований. В зависимости от поставленной задачи лунные и межпланетные космические аппараты осуществляют облет, посадку на поверхность небесных тел или становятся искусственными спутниками небесных тел. Особый класс представляют лунные КА, возвращающиеся на Землю.

Если КА является обитаемым, т. е. на его борту имеется экипаж, то говорят о космическом корабле в отличие от необитаемых КА, которые называют автоматическими станциями. Как обитаемые, так и необитаемые КА могут оборудоваться устройствами, позволяющими осуществлять встречу и стыковку в космосе с другими КА. Все обитаемые КА, а также некоторые автоматические станции имеют системы, обеспечивающие возвращение их к Земле и посадку на ее поверхность.

По назначению КА можно разделить на следующие классы:

1. Научно-исследовательские КА, используемые для изучения физических условий и процессов в космическом пространстве.

2. Космические аппараты военного назначения (баллистические ракеты, антиракеты, разведывательные ИСЗ и т.д.).

3. Космические аппараты, используемые для решения хозяйственных и прикладных задач (связные, навигационные, геодезические, метеорологические и другие ИСЗ).

С помощью связных ИСЗ производится обмен телевизионными программами, телефонной, телеграфной и другой информацией между наземными абонентами. Навигационные и геодезические ИСЗ позволя-

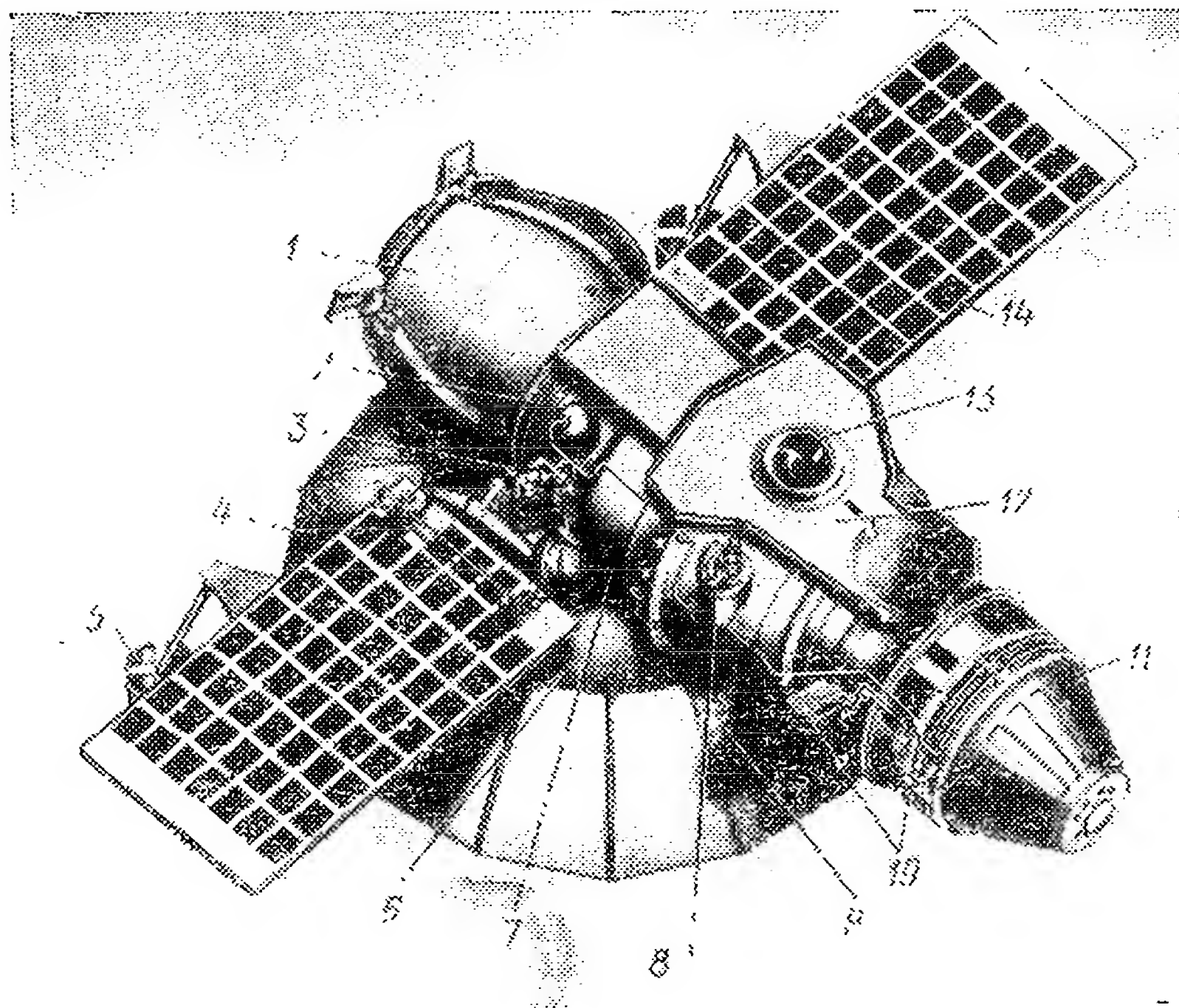


Рис. 2.1. Общий вид автоматической станции «Венера-8».

1 — спускаемый аппарат; 2 — баллон сжатого азота; 3 — блок автоматики пневмо-системы; 4 — остронаправленная антенна; 5 — слабонаправленная антенна; 6 — радиатор-охладитель; 7 — орбитальный отсек; 8 — датчик постоянной солнечной ориентации; 9 — счетчик космических частиц; 10 — коллекторы пневмо-системы, с управляющими соплами; 11 — корректирующая двигательная установка; 12 — защитная панель; 13 — датчик астроориентации; 14 — панели солнечных батарей.

ют наблюдателю, находящемуся на корабле, самолете или в какой-нибудь точке на поверхности Земли, определить свое местоположение относительно траектории спутника. Для этого наблюдателю оказывается достаточно, например [2], контролировать изменения доплеровского смещения частоты излученного с ИСЗ сигнала. Если же со спутника дополнительно передаются данные о его орбите, то наблюдатель может вычислить свои геодезические координаты.

Определяя эволюцию орбиты геодезического ИСЗ, уточняют форму Земли и различные гравитационные аномалии. Телевизионные изображения облачного покрова Земли, полученные с помощью метеорологических спутников, помогают предсказывать погоду в пределах всего земного шара.

В зависимости от назначения КА определяется состав располагаемой на нем аппаратуры. При этом на КА всегда можно выделить аппаратуру целевого назначения, систем управления, вспомогательных систем (электропитания, терморегулирования и т. д.).

К аппаратуре целевого назначения относят различные приборы, предназначенные для научных исследований, фототелевизионные устройства, ретрансляторы спутников связи и другую аппаратуру, предназначенную для решения целевых задач КА. Аппаратура систем управления предназначена для обеспечения движения КА по необходимой траектории и нормальной работы всех бортовых устройств и систем. В состав аппаратуры целевого назначения и систем управления, как правило, входит разнообразная радиоэлектронная аппаратура.

Система электропитания обеспечивает электроэнергией всю бортовую аппаратуру КА. Электроэнергия в этой системе получается от химических, солнечных или ядерных источников. Основными характеристиками системы электропитания является ее вес и объем, приходящиеся на единицу полезной мощности. При кратковременном действии системы применяют химические, а при

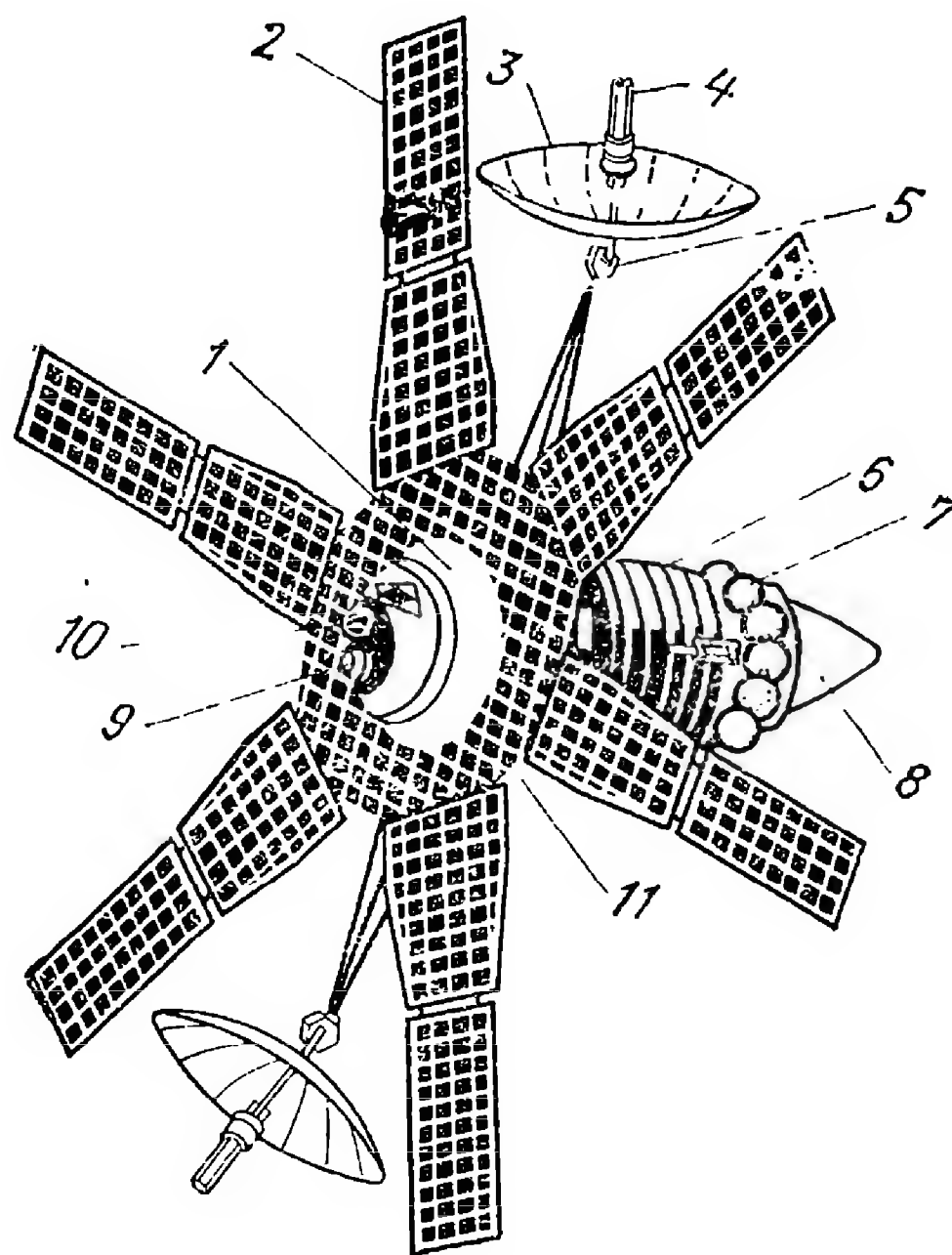


Рис. 2.2. Общий вид спутника связи «Молния-1».

1 — герметический корпус; 2 — солнечная батарея; 3 — остонаправленная антенна; 4 — датчик ориентации антенны на Землю; 5 — антенный привод; 6 — радиатор — холодильник; 7 — запас рабочего тела для проведения микрокоррекции; 8 — корректирующая двигательная установка; 9 — датчик ориентации для проведения коррекции; 10 — датчик солнечной ориентации; 11 — панель — нагреватель.

длительном — солнечные или ядерные источники энергии. Наиболее распространенными в настоящее время являются солнечные батареи. В зависимости от размеров солнечных батарей их мощность колеблется от десятков ватт до киловатта [24]. Фотоэлементы батарей малой мощности размещаются прямо на корпусе КА, а для более мощных делают специальные панели, ориентируемые на Солнце во время полета КА.

Система терморегулирования предназначена для обеспечения требуемого температурного режима КА. Для бортовой аппаратуры нормальными считаются температуры от 0 до 40° С, а для жизнедеятельности экипажа — от 15 до 25° С [24].

Вся бортовая аппаратура должна надежно работать в течение длительного времени в условиях космоса — при повышенной радиации и в состоянии невесомости, а также выдерживать большие перегрузки при выведении КА на орбиту и его торможении при посадке.

Для иллюстрации конструкции КА и размещения аппаратуры на них на рис. 2.1 дан общий вид автоматической станции «Венера-8», а на рис. 2.2 — спутника связи «Молния-1».

1. Системы координат

Траектории полета КА имеют активные участки, на которых работают двигатели, и пассивные участки, на которых двигатели не работают. При полете КА активные и пассивные участки могут чередоваться. Точки траектории, в которых выключаются двигатели, называются граничными.

Вывод КА на орбиту, переход с одной орбиты на другую, сближение и стыковка нескольких КА, снижение и посадка на поверхность происходит на активных участках полета. Снижение и посадка на по-

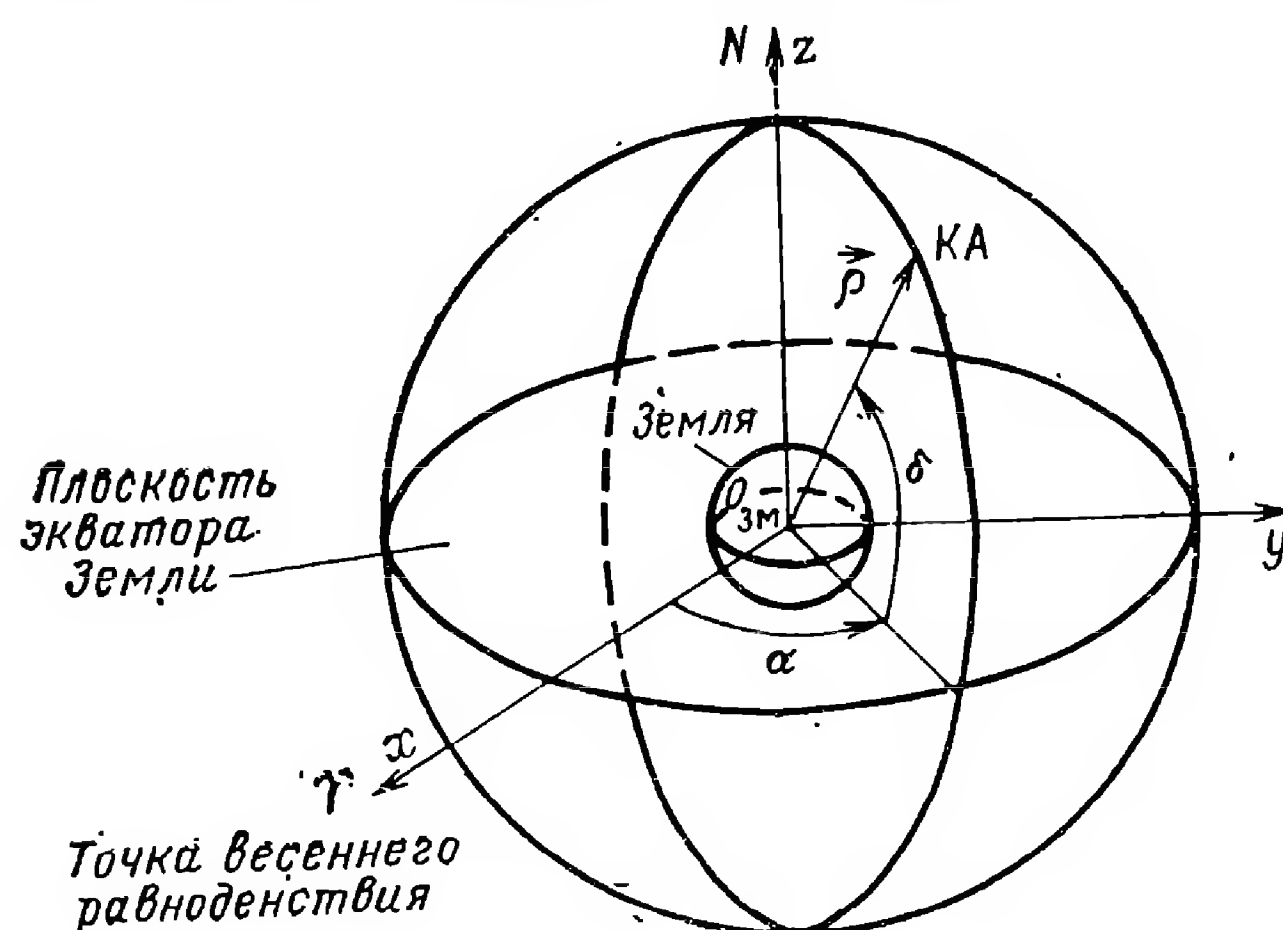


Рис. 2.3. Геоцентрическая экваториальная система координат.

верхность Земли и других планет, имеющих плотную атмосферу, возможна также при неработающих двигателях за счет аэродинамических свойств КА и применения специальной парашютной системы. Формы траектории и продолжительности активных участков различны, в зависимости от решаемых космическими аппаратами задач.

Основную часть времени полета КА находится на пассивных участках траектории. При движении по ним действующие на КА силы из-

вестны с относительно высокой точностью. Поэтому в первом приближении можно считать, что траектории пассивного полета являются детерминированными и определяются начальными параметрами движения КА в граничных точках.

Для описания движения КА обычно используют инерциальную систему координат с началом, расположенным в центре основного поля тяготения, в котором происходит полет КА. При рассмотрении движения КА в пределах земного тяготения используется геоцентрическая система, при полете вокруг Луны, планет или Солнца — соответственно селеноцентрическая, планетоцентрическая или гелиоцентрическая системы.

На рис. 2.3 приведена геоцентрическая экваториальная система координат $O_{ЗМ}xyz$. Начало координат — центр Земли, опорная плоскость — плоскость экватора. Ось x направлена в точку весеннего равноденствия Υ , ось z проходит через Северный полюс, а ось y направлена так, чтобы система координат была правой. Точка весеннего равноденствия находится на линии пересечения эклиптики (плоскости орбиты Земли) с плоскостью экватора Земли. Через эту точку центр Солнца 21 марта переходит из южной половины небесной сферы в северную.

Геоцентрической экваториальной декартовой системе координат соответствует сферическая экваториальная система, в которой положение точки определяется радиус-вектором \vec{r} и углами: δ — склонения и α — прямого восхождения. Декартовы координаты связаны со сферическими соотношениями

$$\begin{aligned} x &= \rho \cos \delta \cos \alpha, \\ y &= \rho \cos \delta \sin \alpha, \\ z &= \rho \sin \delta. \end{aligned} \quad (2.2.1)$$

Выражения для орбитального движения космического аппарата упрощаются при переходе к орбитальной системе координат, т. е. при описании движения в плоскости. Геоцентрическая орбитальная система $O_{зм}x_{\omega}y_{\omega}z_{\omega}$ изображена на рис. 2.4. Начало координат — центр

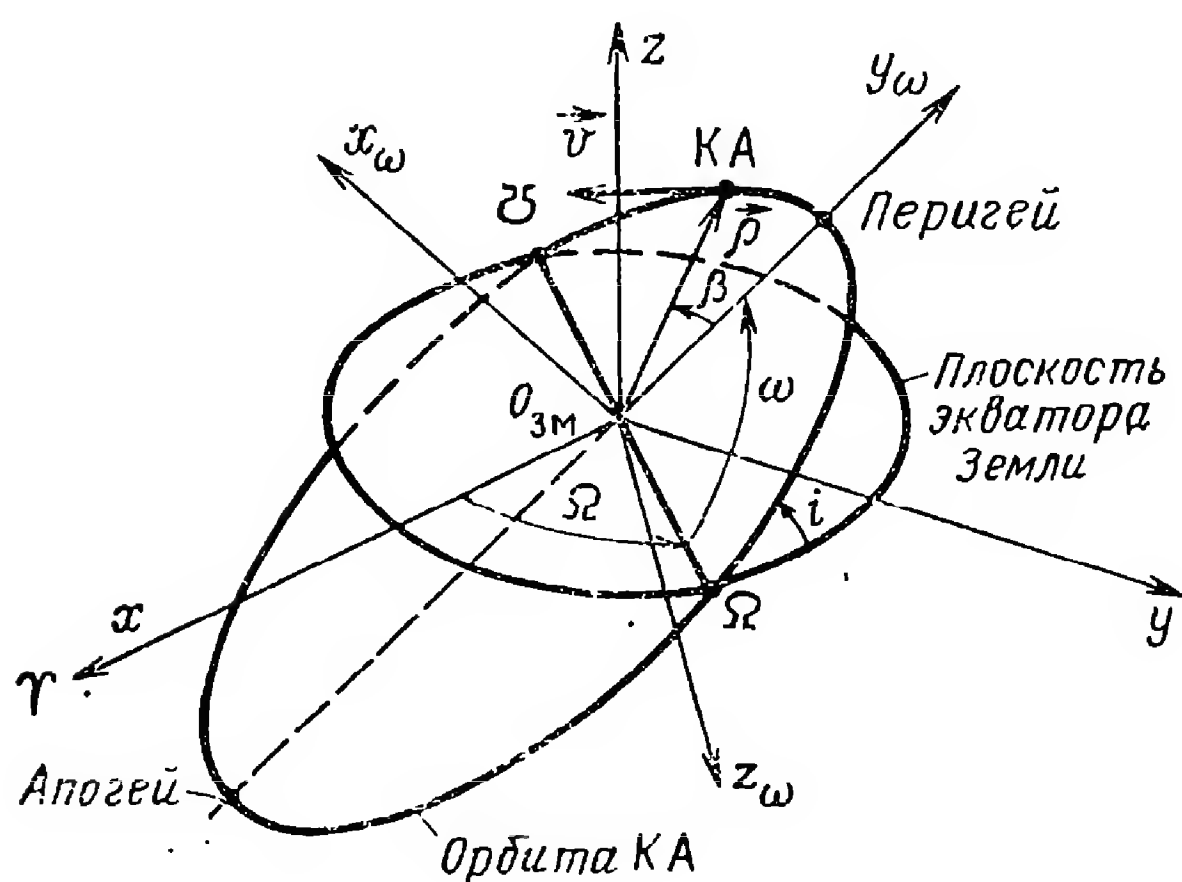


Рис. 2.4. Геоцентрическая орбитальная система координат.

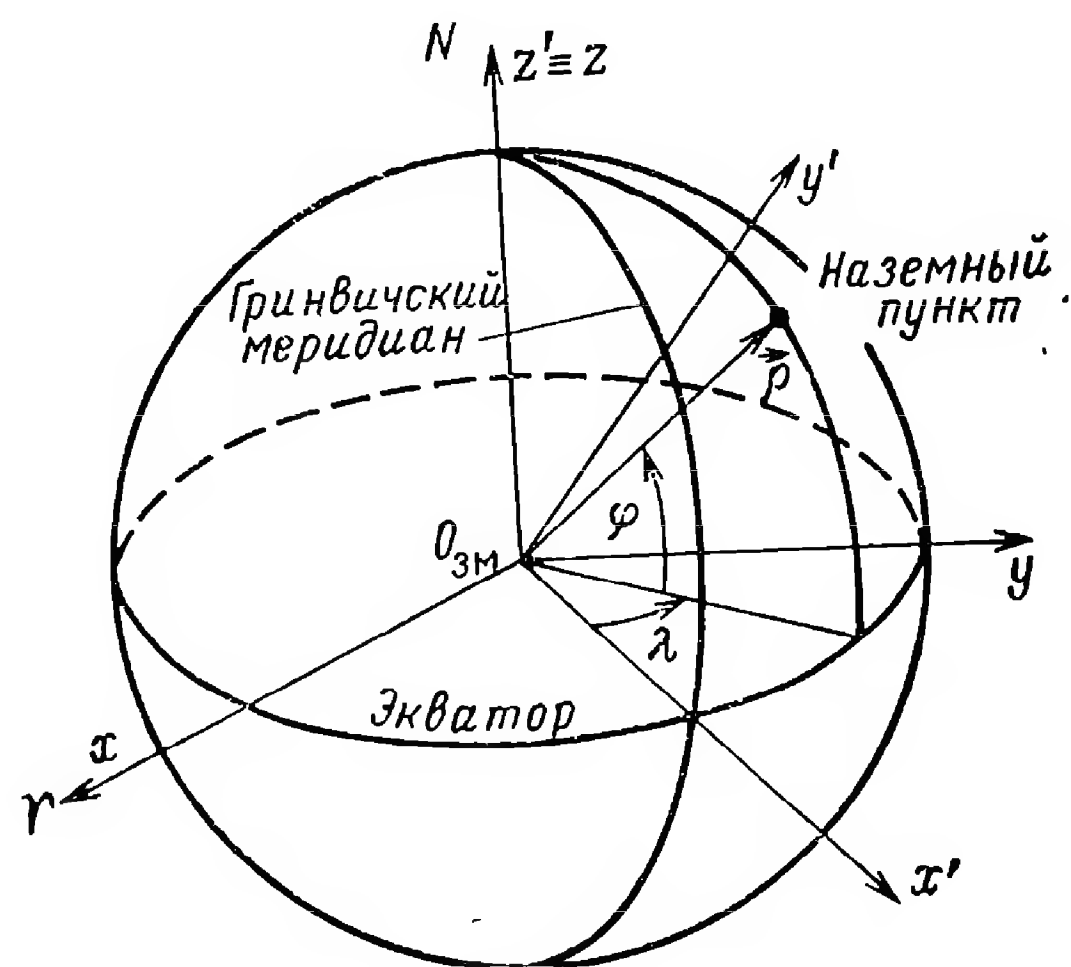


Рис. 2.5. Геодезическая система координат.

Земли, опорная плоскость — плоскость орбиты КА. Ось y_{ω} направлена в точку перигея (перигеем называется ближайшая к центру Земли точка орбиты); ось x_{ω} располагается в плоскости орбиты и направлена в сторону движения в перигее; ось z_{ω} дополняет систему до правой. Положение этой системы координат относительно геоцентрической системы $O_{зм}xyz$ определяется тремя углами: наклоном орбиты i , аргументом перигея ω и долготой восходящего узла Ω (Ω — нисходящий узел). Положение КА в плоскости орбиты описывается радиус-вектором \vec{r} и углом β , отсчитываемым от направления на перигей.

Местоположение наземных пунктов удобно определять в жестко связанной с Землей геодезической системе координат $O_{зм}x'y'z'$ (рис. 2.5). Начало геодезической системы — центр Земли, опорная плоскость — плоскость экватора. Ось x' образуется пересечением плоскости Гринвичского меридиана с плоскостью экватора, ось z' проходит через Северный полюс, а ось y' направлена так, чтобы система координат была правой. Геодезической декартовой системе координат

соответствует сферическая система, в которой положение точки определяется модулем радиус-вектора \vec{r} , широтой φ и долготой λ .

Для перехода от декартовых к сферическим геодезическим координатам нужно воспользоваться соотношениями (2.2.1), заменяя склонение δ широтой φ , а прямое восхождение α долготой λ .

При наблюдении за КА используют измерительную (топоцентрическую) систему координат $O_T x_T y_T z_T$ (рис. 2.6). Ее центр совмещается с точкой земной поверхности,

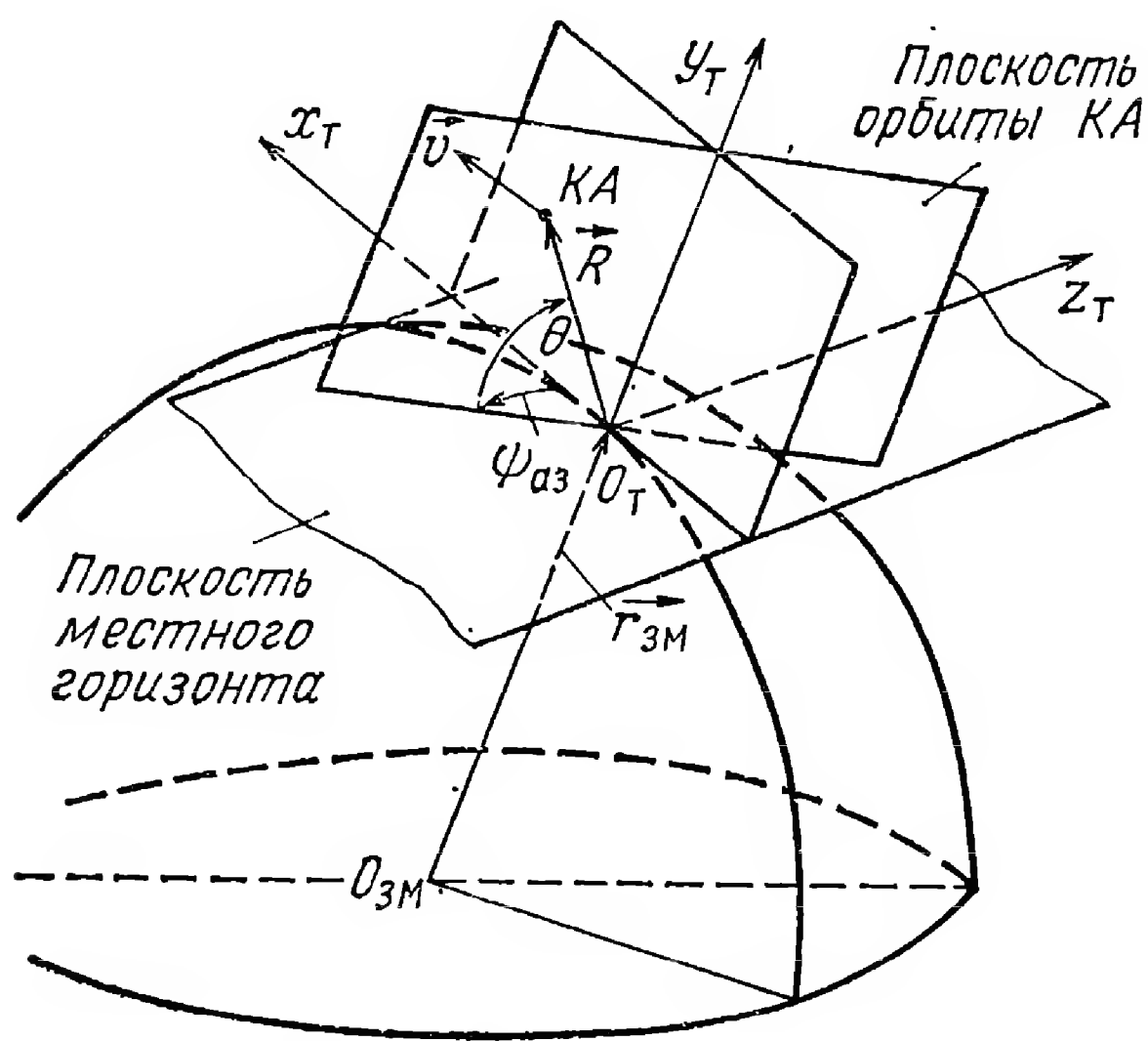


Рис. 2.6. Измерительная (топоцентрическая) система координат.

в которой находятся измерительные устройства или наблюдательные пункты. Ось x_T лежит в плоскости местного горизонта и направляется на Север, ось y_T совпадает с местной вертикалью, а ось z_T выбирается так, чтобы система координат была правой. Топоцентрической декартовой системе соответствует сферическая система, в которой положение КА задается радиальной дальностью R , азимутом $\psi_{аз}$ и углом места θ .

Все точки земной поверхности, оставаясь неподвижными в геодезической системе, перемещаются в геоцентрической

системе координат с запада на восток соответственно суточному вращению Земли вокруг оси $z \equiv z'$ с угловой скоростью $\Omega_{зм} \approx 15 \text{ град/час}$. Линейная скорость их движения составляет величину

$$v_{\Omega} = r_{зм} \Omega_{зм} \cos \varphi \approx 465 \cos \varphi, \text{ м/сек}, \quad (2.2.2)$$

где $r_{зм}$ — расстояние от центра Земли до рассматриваемой точки, приближенно равное 6371 км; φ — широта рассматриваемой точки.

2. Виды траекторий КА

Рассмотрим движение КА при запуске с поверхности Земли (рис. 2.7). Вывод КА на заданную орбиту производится на активном участке АВ. Все КА стартуют вертикально вверх, чтобы по кратчайшему пути преодолеть плотные слои атмосферы. Затем автономная инерциальная система управления, изменяя угол тангажа, выводит КА на прямолинейный участок, на котором происходит выключение двигателя. В граничной точке (В) управление заканчивается. Дальше КА совершает пассивный полет. На рис. 2.7 изображены три варианта траектории пассивного полета КА: баллистической ракеты, ИСЗ и межпланетного КА.

Уравнение траектории полета КА определяется из второго закона Ньютона. Рассматривая КА в качестве материальной точки, имеем

$$\vec{w} = \frac{\vec{F}}{m}. \quad (2.2.3)$$

Здесь \vec{F} — результирующий вектор действующих на КА сил; \vec{w} — вектор ускорения; m — масса КА.

При пассивном полете КА силу \vec{F} удобно представить суммой

$$\vec{F} = \vec{F}_{\text{пр}} + \vec{R} = m\vec{g} + \vec{R}, \quad (2.2.4)$$

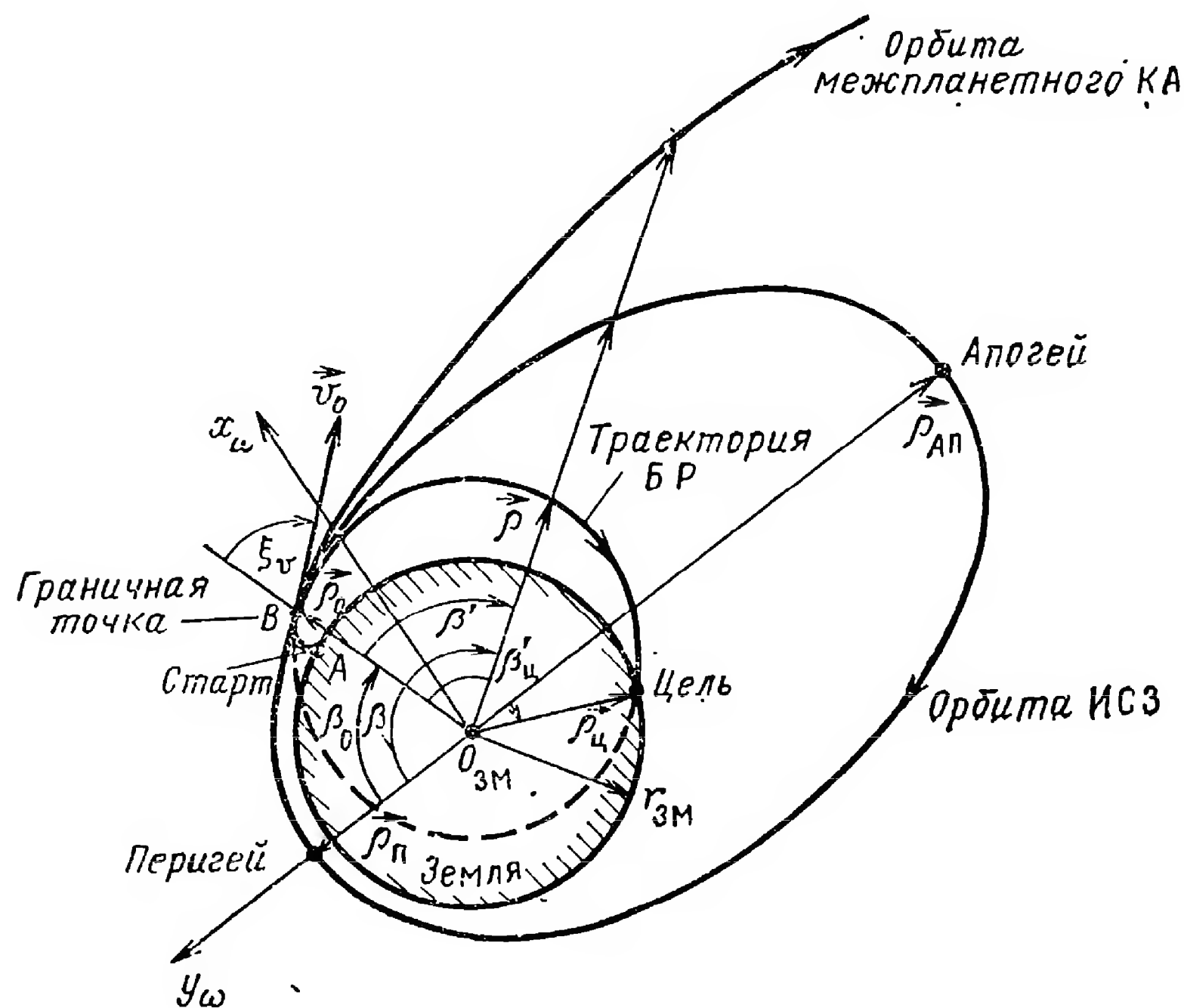


Рис. 2.7. Траектории КА при старте с поверхности Земли.

где $\vec{F}_{\text{пр}}$ — сила гравитационного притяжения КА центральным полем Земли ($\vec{F}_{\text{пр}} = m\vec{g}$); \vec{g} — ускорение свободного падения; \vec{R} — сумма возмущающих сил, вызванных отличием формы Земли от сферы, сопротивлением атмосферы, влиянием Солнца, Луны и другими причинами.

Потенциал гравитационного поля U_0 равен

$$U_0 = \kappa_{\text{ЗМ}}/\rho, \quad (2.2.5)$$

где $\kappa_{\text{ЗМ}} = 3,986 \cdot 10^5 \text{ км}^3/\text{сек}^2$ — гравитационный параметр Земли (произведение гравитационной постоянной на массу Земли); ρ — модуль радиус-вектора точки в геоцентрической экваториальной системе координат.

Ускорение свободного падения, являясь напряженностью гравитационного поля, в геоцентрической декартовой системе координат находится как [34]

$$\vec{g} = -\text{grad } U_0 = -\left(\frac{\partial U_0}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial U_0}{\partial y} \vec{j} + \frac{\partial U_0}{\partial z} \vec{k}\right), \quad (2.2.6)$$

где $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ — единичные векторы координатной системы.

С учетом (2.2.4) ÷ (2.2.6) выражение (2.2.3) в проекциях на оси геоцентрической декартовой системы координат можно представить в виде

$$\begin{aligned} \frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{\partial U_0}{\partial x} &= \frac{R_x}{m}, \\ \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{\partial U_0}{\partial y} &= \frac{R_y}{m}, \\ \frac{d^2 z}{dt^2} + \frac{\partial U_0}{\partial z} &= \frac{R_z}{m}, \end{aligned} \quad (2.2.7)$$

где R_x, R_y, R_z — проекции возмущающих сил на координатные оси.

Для решения системы из трех дифференциальных уравнений второго порядка при известных значениях R_x, R_y и R_z достаточно шести начальных условий. Такими условиями могут быть три координаты граничной точки x_0, y_0, z_0 и три составляющих вектора скорости в этой точке $\dot{x}_0, \dot{y}_0, \dot{z}_0$. При учете всех возмущающих факторов интегрирование дифференциальных уравнений (2.2.7) возможно только численными методами и производится оно на цифровых вычислительных машинах.

Аналитически уравнения (2.2.7) удастся решить лишь для невозмущенного движения, когда $R_x = R_y = R_z = 0$. В этом случае задача определения траектории КА совпадает с кепплеровской задачей определения орбиты небесных тел [33]. Невозмущенный полет КА происходит в плоскости, проходящей через центр Земли и граничную точку. В этой плоскости лежит вектор скорости КА. Движение КА может быть полностью описано в орбитальной плоскости текущими декартовыми координатами x_ω и y_ω или полярными координатами ρ и β . В орбитальной декартовой системе координат уравнения (2.2.7) при невозмущенном движении имеют вид

$$\frac{d^2 x_\omega}{dt^2} + \frac{dU_0}{dx_\omega} = 0, \quad \frac{d^2 y_\omega}{dt^2} + \frac{dU_0}{dy_\omega} = 0. \quad (2.2.8)$$

Переходя в (2.2.8) к полярным координатам ρ и β и учитывая (2.2.5), получаем

$$\ddot{\rho} - \rho \dot{\beta}^2 + \frac{\kappa_{ЗМ}}{\rho^2} = 0, \quad (2.2.9a)$$

$$\frac{d}{dt} (\rho^2 \dot{\beta}) = 0. \quad (2.2.9б)$$

Если выключение двигателей происходит в момент $t = t_0$, то начальными условиями для решения уравнений (2.2.9) будут (см. рис. 2.7)

$$\begin{aligned} \rho(t_0) &= \rho_0; \quad \beta(t_0) = \beta_0; \\ \dot{\rho}(t_0) &= v_0 \cos \xi_v; \quad \dot{\beta}(t_0) = \frac{v_0 \sin \xi_v}{\rho_0}, \end{aligned} \quad (2.2.10)$$

где ρ_0 и β_0 — полярные координаты граничной точки; v_0 — начальная скорость КА; ξ_v — угол между вектором начальной скорости и местной вертикалью.

При запуске КА отсчитывать полярный угол от направления на перигей неудобно, так как перигей орбиты еще не определен. Поэтому вводят угол $\beta' = \beta - \beta_0$ и отсчитывают полярный угол от направления на граничную точку (см. рис. 2.7.).

Для определения характеристик орбиты из решения дифференциальных уравнений исключим время. Для уравнений (2.2.9) это даст одно соотношение, связывающее координаты ρ и β' . После соответствующих преобразований [27], получим

$$\frac{\rho_0}{\rho} = \frac{1 - \cos \beta'}{2\alpha_0 \sin^2 \xi_v} + \frac{\sin(\xi_v - \beta')}{\sin \xi_v}, \quad (2.2.11)$$

где

$$\alpha_0 = \frac{\rho_0 v_0^2}{2\kappa_{ЗМ}} = \left(\frac{mv_0^2}{2} \right) \left(\frac{\rho_0}{\kappa_{ЗМ} m} \right). \quad (2.2.12)$$

Параметр α_0 представляет собой отношение кинетической энергии КА к потенциальной в граничной точке.

Решая уравнение (2.2.11) относительно ρ , получим

$$\rho = \frac{p}{1 + e \cos(\beta' + \beta_0)}, \quad (2.2.13)$$

где

$$p = 2\alpha_0 \rho_0 \sin^2 \xi_v; \quad e^2 = 1 - 2\alpha_0 + 2\alpha_0^2 + (1 - \alpha_0) 2\alpha_0 \cos 2\xi_v;$$

$$\operatorname{tg} \beta_0 = \frac{\alpha_0 \sin 2\xi_v}{1 - \alpha_0 (1 - \cos 2\xi_v)}.$$

Выражение (2.2.13) совпадает с канонической формой записи конического сечения. Следовательно, орбита КА является коническим сечением с фокальным параметром p , эксцентриситетом e и фокусом, расположенным в центре Земли. Величина эксцентриситета определяет характер конического сечения: при $e = 0$ будет окружность, при $e < 1$ — эллипс, при $e = 1$ — парабола и при $e > 1$ — гипербола.

Из выражения для e получим энергетический критерий для определения характера орбиты. Находим, что КА будет двигаться

- по окружности, если $\alpha_0 = 1/2$, а $\xi_v = 90^\circ$;
- по эллипсу, если $\alpha_0 < 1$;
- по параболе, если $\alpha_0 = 1$;
- по гиперболе, если $\alpha_0 > 1$.

Определим величину скорости, которую необходимо сообщить КА для движения по окружности — первую космическую скорость. Из (2.2.12) при $\alpha_0 = 1/2$ имеем

$$v_I = \sqrt{\frac{\kappa_{ЗМ}}{\rho_0}}. \quad (2.2.14)$$

Если пренебречь высотой граничной точки и считать, что $\rho_0 = r_{ЗМ} \approx 6371$ км, то из (2.2.14) находим $v_I \approx 7910$ м/сек.

Величина второй космической скорости получается из условия движения по параболе ($\alpha_0 = 1$) и определяется как

$$v_{II} = \sqrt{\frac{2\kappa_{ЗМ}}{\rho_0}}. \quad (2.2.15)$$

Если $\rho_0 = r_{ЗМ}$, то $v_{II} = \sqrt{2} v_I \approx 11\,200$ м/сек.

Кроме первой и второй космических скоростей различают также третью космическую скорость, под которой понимают минимальную скорость, которую требуется при старте с поверхности Земли сообщить КА для вывода его за пределы Солнечной системы. Величина этой скорости находится из рассмотрения движения КА в гравитационном поле Солнца с учетом движения Земли, $v_{III} \approx 16,7$ км/сек. Отметим, что при полете КА в сфере действия Солнца, Луны или какой-нибудь планеты уравнение его движения будет аналогично (2.2.11). Только в этом случае фокус кривой будет находиться в центре небесного тела, создающего поле тяготения, а вместо величины $\kappa_{ЗМ}$ необходимо подставить гравитационный параметр этого тела.

Сказанное справедливо в рамках рассмотрения задачи «двух тел», когда на движение КА определяющее влияние оказывает тяготение только одного небесного тела. Во многих случаях движение КА в первом приближении оказывается возможным рассматривать в рамках такой задачи. При полете ИСЗ, баллистических ракет и антиракет определяющим является гравитационное поле Земли. При полете межпланетных КА определяющими будут последовательно гравитационные поля Земли, Солнца и на заключительном участке — планеты назначения. В отличие от этого, движение КА, направляемых к Луне, необходимо рассматривать в рамках задачи «трех тел» [33], поскольку на движение КА существенное влияние оказывает одновременно действие гравитационных полей Земли и Луны.

Из всех траекторий КА наибольший интерес представляют эллиптические (в частном случае круговые) и гиперболические траектории. По эллиптическим траекториям движутся искусственные спутники планет, Луны, Солнца, а также баллистические ракеты. По гиперболическим траекториям происходит движение КА, входящего в сферу действия поля тяготения небесного тела (Земли, Луны и т. д.) или выходящего из нее.

Рассмотрим подробнее эллиптические траектории КА. Для конкретности остановимся на траекториях ИСЗ. Как было показано выше, траектория любого КА описывается уравнениями (2.2.7) и при не-

возмущенном движении полностью определяется шестью параметрами — начальными условиями в граничной точке. Эллиптическую траекторию задают также и с помощью других шести величин, которые называют элементами орбиты. Большая полуось a и эксцентриситет e определяют размеры и форму эллипса в плоскости орбиты, аргумент перигея ω задает ориентацию эллипса в этой плоскости, а наклонение орбиты i и долгота восходящего узла Ω показывают ориентацию плоскости орбиты в геоцентрической системе координат (см. рис. 2.4.). Шестой элемент необходим для определения положения ИСЗ на орбите. В качестве его часто используют время прохождения спутником точки перигея $t_{\text{п}}$.

Уравнение движения ИСЗ (2.2.13), в орбитальной системе координат можно выразить через элементы орбиты a и e . Так как фокальный параметр p можно представить в виде $p = a(1 - e^2)$ и учитывая, что $\beta = \beta' + \beta_0$, имеем

$$\rho = \frac{p}{1 + e \cos \beta} = \frac{a(1 - e^2)}{1 + e \cos \beta}, \quad (2.2.16)$$

где полярный угол β называется истинной аномалией.

В случае эллиптического движения координаты ИСЗ ρ и β не выражаются в виде явных функций времени. Поэтому для их связи с временем вводят вспомогательные величины: эксцентрическую аномалию E и среднюю аномалию μ , которые связаны соотношениями

$$\mu = \frac{\sqrt{\kappa_{\text{ЗМ}}}(t - t_{\text{п}})}{a^{3/2}}, \quad (2.2.17a)$$

$$E - e \sin E = \mu, \quad (2.2.17b)$$

$$\cos \beta = \frac{\cos E - e}{1 - e \cos E}. \quad (2.2.17b)$$

При известных величинах a , e и $t_{\text{п}}$ с помощью (2.2.17) и (2.2.16) находят ρ и β для любого момента времени t [6].

3. Выбор траекторий

При полете КА различают попадающие, номинальные, фактические и расчетные траектории. Попадающими (необходимыми) называют такие траектории, при движении по которым обеспечивается выполнение поставленной задачи. Номинальной является одна из попадающих траекторий, выбранная для полета конкретного КА. Если бы управление было абсолютно точным и все возмущения были бы учтены, КА двигался бы по номинальной траектории. Фактической является траектория, по которой происходит действительное движение КА. Расчетная траектория — это траектория, установленная путем расчета на основе данных, полученных в результате контроля фактической траектории.

Рассмотрим номинальные траектории различных КА и факторы, которые принимаются во внимание при их выборе.

Остановимся вначале на определении траектории, по которой должна лететь баллистическая ракета (БР). Если не учитывать несферичность и вращение Земли, то можно считать, что пассивный полет ракеты происходит в плоскости, проходящей через граничную точку, центр Земли и цель (рис. 2.7). Движение любого КА на пассивном участке траектории, в том числе и БР, описывается уравнением (2.2.11). Поскольку значения модуля радиус-вектора граничной точки ρ_0 для таких ракет немногим отличаются от величины $r_{зм}$, в первом приближении высотой граничной точки над поверхностью Земли можно пренебречь и допустить, что $\rho_0 \approx r_{зм}$. Тогда траектория ракеты будет зависеть всего от двух параметров: скорости v_0 и угла ξ_v .

Для попадания в цель траектория БР должна проходить через точку цели, имеющую координаты $\rho = r_{зм}$ и $\beta' = \beta'_ц$. Подставляя эти координаты в уравнение (2.2.11) и учитывая (2.2.12), а также что $\rho_0 \approx r_{зм}$, получим соотношение, которому должны удовлетворять параметры, ξ_v и v_0

$$\frac{1 - \cos \beta'_ц}{2r_{зм} v_0^2 \sin^2 \xi_v} 2\kappa_{зм} + \frac{\sin (\xi_v - \beta'_ц)}{\sin \xi_v} = 1. \quad (2.2.18)$$

Для определения двух неизвестных параметров имеем одно уравнение. Значит существует множество совокупностей v_0 и ξ_v и соответствующее им множество попадающих траекторий БР, обеспечивающих решение данной задачи. Среди них нужно выбрать номинальную траекторию. При ее выборе должны быть учтены дополнительные факторы, главным из которых является расход энергии ракетных двигателей. Среди всех попадающих траекторий имеется такая, которая требует минимальной скорости в момент выключения двигателей, т. е. минимальных затрат энергии. Такая траектория называется оптимальной в энергетическом смысле, а угол $\xi_v = \xi_{опт}$, при котором она обеспечивается, называется оптимальным углом. Найдем этот угол.

Разрешим уравнение (2.2.18) относительно v_0

$$v_0^2 = \frac{\kappa_{зм}}{r_{зм}} \frac{1 - \cos \beta'_ц}{\sin^2 \xi_v + \sin (\beta'_ц - \xi_v) \sin \xi_v}. \quad (2.2.19)$$

Последнее выражение можно рассматривать как функцию $v_0 = f(\xi_v)$. Минимум ее будет при $\xi_v = \xi_{опт}$. Приравняв к нулю производную $\partial v_0^2 / \partial \xi_v$, после тригонометрических преобразований, получаем

$$\xi_{опт} = \frac{\beta'_ц + \pi}{4}. \quad (2.2.20)$$

При малых дальностях полета ($\beta'_ц \ll \pi$) оптимальный угол запуска приближается к 45° . С ростом дальности он увеличивается, стремясь к 90° при $\beta'_ц = 180^\circ$. Таким образом, номинальная траектория БР, выбранная из соображения минимального расхода энергии ракет-

ных двигателей, описывается уравнением (2.2.11), в котором $\xi_v = \xi_{\text{опт}}$, а v_0 находится из выражения (2.2.19).

В геоцентрической экваториальной системе координат плоскость траектории БР неподвижна, а все точки земной поверхности, в том числе цель и место старта, вращаются с угловой скоростью $\Omega_{\text{зм}}$. За время $T_{\text{БР}}$ полета БР цель переместится в восточном направлении на расстояние, равное согласно (2.2.2)

$$l \approx 465 T_{\text{БР}} \cos \varphi, \text{ м.} \quad (2.2.21)$$

Поэтому плоскость траектории БР в момент старта должна проходить не через цель, а через точку, расположенную на расстоянии l к западу от цели.

Вращение старта влияет на величину и направление скорости, которую необходимо сообщить БР на активном участке. Из-за вращения Земли ракета уже на стартовой позиции обладает линейной скоростью v_{Ω} , величина которой зависит от широты старта согласно формуле (2.2.2). Вектор этой скорости \vec{v}_{Ω} расположен перпендикулярно к плоскости меридиана в точке старта и направлен с запада на восток. Ракета в граничной точке должна иметь скорость \vec{v}_0 . Таким образом, на активном участке ей фактически требуется сообщить скорость, равную $\vec{v}_0 - \vec{v}_{\Omega}$. Этим и объясняются наименьшие расходы энергии ракетных двигателей при старте в восточном направлении.

Для учета несферичности Земли, влияния атмосферы и других возмущающих факторов в выражение для номинальной траектории вносятся необходимые поправки.

Выбор номинальной орбиты ИСЗ определяется его назначением. Так, для коммерческих спутников связи наиболее важны размеры зоны видимости спутника с поверхности Земли и продолжительность связи абонентов. Связные ИСЗ запускают на стационарные и высокоэллиптические орбиты. Искусственный спутник Земли, выведенный на стационарную орбиту (экваториальную, круговую орбиту с высотой над поверхностью Земли $H = 35\,870 \text{ км}$), совершает один оборот вокруг Земли за 24 часа и наземному наблюдателю кажется неподвижным. Зона видимости стационарного ИСЗ охватывает 163° , поэтому практически для обеспечения связью всей поверхности Земли, за исключением районов, расположенных вблизи полюсов, достаточно трех спутников. Для создания системы связи, включающей и высокоширотные районы, необходимо ИСЗ выводить на наклонные орбиты. Так, связь в пределах всей территории Советского Союза обеспечивается с помощью спутников «Молния-1», выведенных на высокоэллиптическую 12-часовую орбиту с наклонением 65° , высотой апогея $40\,000 \text{ км}$ и перигея около 550 км [2].

Номинальные орбиты навигационных, геодезических и метеорологических ИСЗ выбираются близкими к круговым: при постоянной высоте над поверхностью Земли в течение всего полета создаются одинаковые условия и упрощается обработка получаемых результатов. Высоты орбит должны быть такими, чтобы сопротивление атмосферы ска-

зывалось незначительно, так как это позволит прогнозировать положение ИСЗ на большое время с достаточной точностью и обеспечит длительный срок его жизни. Для навигационных ИСЗ — это высоты от 600 до 1000 км, для геодезических — от 1000 до 1500 км и для метеорологических — от 600 до 2000 км [24]. Наклонения орбит спутников зависят от значения широты обслуживаемых ими наземных районов.

При выводе спутника граничной точкой может служить любая точка заданной орбиты. Однако можно показать, что минимальные затраты энергии двигателей получаются тогда, когда такой точкой будет перигей. Для того, чтобы граничная точка была перигеем, необхо-

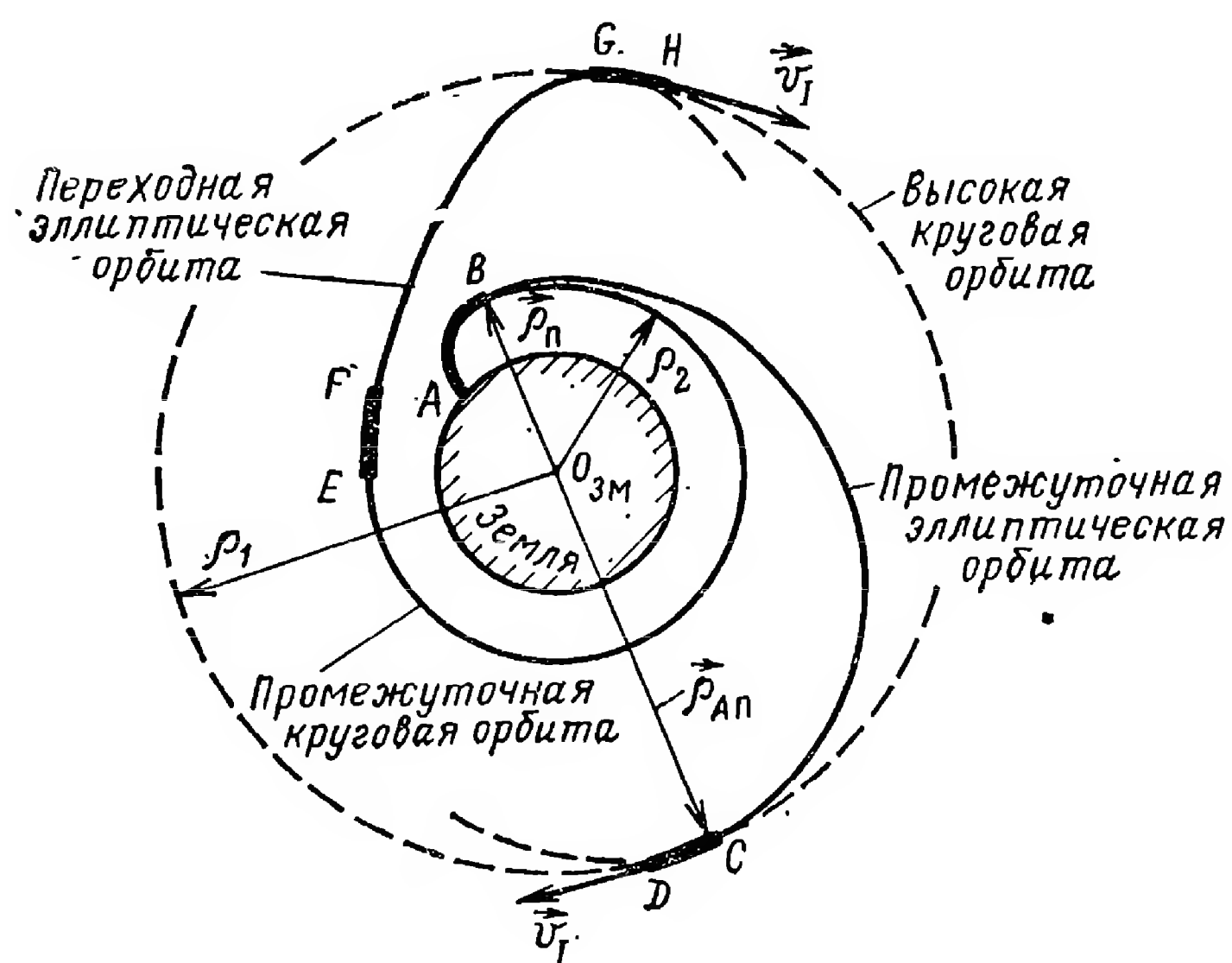


Рис. 2.8. Сложные траектории вывода ИСЗ.

димо, чтобы вектор скорости в конце активного участка занимал горизонтальное положение, а его величина превышала значение v_I для данной точки.

Скорость вращающегося по эллиптической орбите ИСЗ в перигее и апогее (см. рис. 2.7.) соответственно составляет

$$v_{\text{п}} = \sqrt{\frac{\kappa_{\text{ЗМ}} \rho_{\text{ап}}}{a \rho_{\text{п}}}}, \quad (2.2.22)$$

$$v_{\text{ап}} = \sqrt{\frac{\kappa_{\text{ЗМ}} \rho_{\text{п}}}{a \rho_{\text{ап}}}}, \quad (2.2.23)$$

где $\rho_{\text{п}}$ и $\rho_{\text{ап}}$ — расстояния от центра Земли до точек перигея и апогея; a — большая полуось орбиты.

Если высота перигея орбиты, на которую выводится ИСЗ, невелика, то режим полета рассчитывается так, чтобы двигатели ракеты-носителя работали на всей траектории вывода (участок АВ на рис. 2.7). Если же ИСЗ запускается на высокую орбиту, то траектория вывода может оказаться сложнее и будет иметь как активные, так и промежуточные пассивные участки.

На рис. 2.8 изображены два варианта вывода ИСЗ на высокую круговую орбиту радиуса ρ_1 . Активные участки траектории выделены

на рисунке жирными линиями. В одном варианте с помощью ракеты-носителя ИСЗ выводится первоначально в точку B , являющуюся перигеем промежуточной эллиптической орбиты. После этого двигатель выключается, и ракета совершает пассивный полет по промежуточной эллиптической орбите до точки апогея C этой орбиты. В точке C двигатель включается повторно. Сообщаемый дополнительный импульс тяги на участке CD должен быть таким, чтобы скорость ракеты возросла до значения v_1 , соответствующего круговой орбите радиуса ρ_1 .

Если с наземных пунктов управления требуется контролировать наиболее ответственные участки полета, то возможен другой вариант вывода ИСЗ (см. рис. 2.8). Так, заключительный этап вывода ИСЗ на

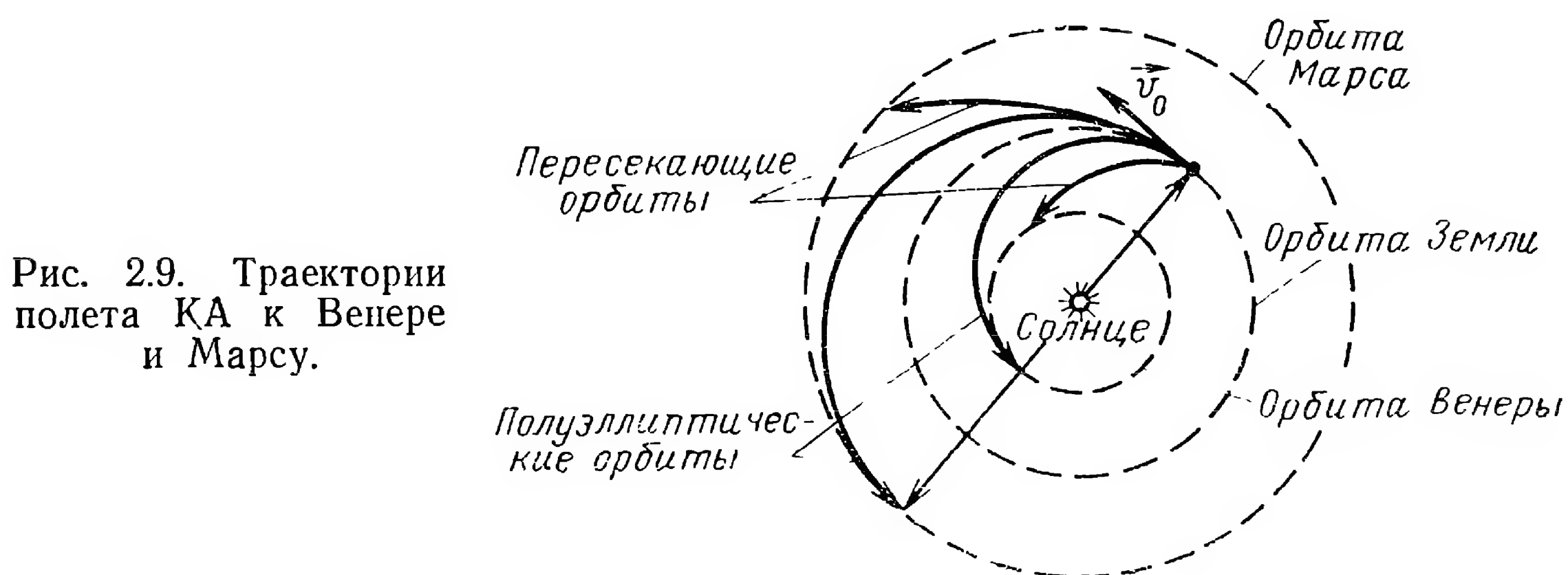


Рис. 2.9. Траектории полета КА к Венере и Марсу.

высокую круговую орбиту радиуса ρ_1 может быть осуществлен на активном участке GH , находящемся в пределах видимости с пункта старта A . Для этого ИСЗ сначала запускают на промежуточную круговую орбиту радиуса ρ_2 , затем на участке EF его переводят на переходную эллиптическую орбиту и, наконец, на активном участке GH выводят на требуемую орбиту радиуса ρ_1 .

При межпланетных полетах КА должен выйти из сферы действия гравитационного поля Земли, радиус которого составляет приблизительно 924 000 км [86], пройти участок в поле тяготения Солнца и войти в сферу действия гравитационного поля планеты назначения. Для выхода из сферы действия гравитационного поля Земли КА необходимо разогнать до скорости, не меньшей местной параболической скорости v_{II} . Часто межпланетные КА стартуют с борта тяжелых спутников, выведенных предварительно на промежуточную орбиту и обладающих уже значительной скоростью.

Энергетика современных химических топлив позволяет выполнять полеты в поле тяготения Солнца лишь по эллиптическим орбитам. При движении по эллиптической орбите, соприкасающейся с орбитами Земли и планеты назначения, требуется наименьшая начальная скорость, а значит и энергия двигателей (рис. 2. 9). Такие орбиты, называемые полуэллиптическими. Полет по ним требует относительно длительного времени. Меньшее время полета будет при движении по эллиптической гелиоцентрической орбите, пересекающей орбиту пла-

неты. Для полета по пересекающим орбитам требуется некоторое увеличение начальной скорости. Так, для полета к Венере, увеличение минимально необходимой скорости $v_0 = v_{II} = 11,25 \text{ км/сек}$ при высоте $H = 200 \text{ км}$ на 2 км/сек уменьшает длительность полета с 146 до 85 суток [86].

На заключительном этапе межпланетного перелета КА входит в сферу действия планеты назначения. При этом его скорость превышает местную параболическую. Поэтому, если КА не затормозится в плотных слоях атмосферы или не уменьшит скорость с помощью тормозных ракетных двигателей, то он пролетит мимо планеты и станет спутником Солнца, если, конечно, не произойдет непосредственного столкновения с планетой. Для посадки в заданном районе планеты КА вначале может быть выведен на орбиту спутника этой планеты. При мягкой посадке скорость КА относительно небесного тела должна быть снижена до значений, близких к нулю.

§ 2.3. УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

1. Задачи и способы управления

При полете КА производится, во-первых, управление работой бортовой аппаратуры и действиями экипажа и, во-вторых, управление движением КА. В обоих случаях управление может выполняться как с помощью неавтономных систем, например с наземного командного пункта, так и с помощью автономных систем.

Управление бортовой аппаратурой с командного пункта производится с помощью системы, которую будем называть *радиотелемеханической*. Работа такой системы поясняется функциональной схемой, изображенной на рис. 2.10. Фактическое состояние бортовой аппаратуры и окружающей среды, характеризуемое вектором состояний $\vec{\gamma}_\Phi = \{\gamma_{\Phi_1}, \gamma_{\Phi_2}, \dots, \gamma_{\Phi_n}\}$, где, например, γ_{Φ_1} — напряжение батарей питания, γ_{Φ_2} — давление и т. д., фиксируется соответствующими бортовыми датчиками. В перерывах между сеансами связи показания датчиков могут записываться в бортовом запоминающем устройстве. Во время сеансов связи запомненные, а также текущие показания датчиков через телеметрическую радиолинию поступают на наземный командный пункт. В обоих случаях на борту КА часто осуществляется предварительная обработка данных, направленная на уменьшение передаваемых по радиолинии потоков сообщений. Подобная обработка сокращает избыточность при сохранении смыслового содержания информации и исключает информацию, не существенную для получателя. На рис. 2.10 устройство предварительной обработки изображено пунктиром. Полученные на пункте сообщения выделяются, регистрируются и направляются на обработку для анализа и принятия решения. Обычно при выполнении этих операций широко используются электронные цифровые вычислительные машины (ЭЦВМ). В результате обработки определяется вектор состояния $\vec{\gamma}_p = \{\gamma_{p_1},$

$\gamma_{p_2}, \dots, \gamma_{p_n}$, полученный расчетным путем на основании данных телеметрического контроля фактического состояния бортовой аппаратуры γ_{ϕ} .

Необходимое состояние бортовой аппаратуры является априорно известным и характеризуется вектором $\vec{\gamma}_n = \{\gamma_{n_1}, \gamma_{n_2}, \dots, \gamma_{n_m}\}$. (Очевидно, $m < n$, поскольку управление осуществляется не по всем контролируемым параметрам.) На основании совместного анализа значений $\vec{\gamma}_p$ и $\vec{\gamma}_n$, выполняемого обычно ЭЦВМ, оператор принимает

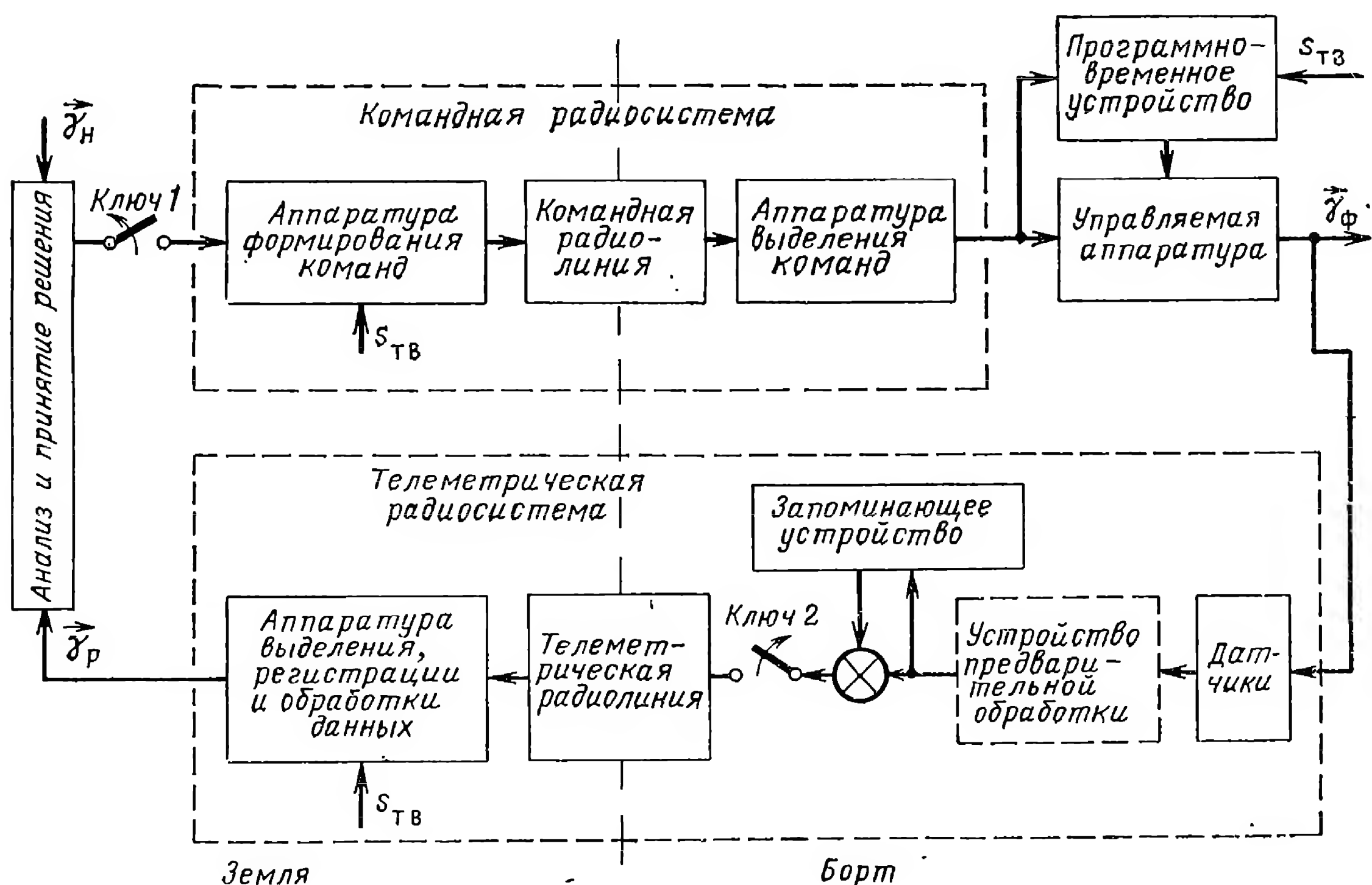


Рис. 2.10. Функциональная схема радиотелемеханической системы управления работой бортовой аппаратуры с командного пункта.

решение. Если в аппаратуре КА замечаются какие-либо неполадки или возникает необходимость изменения режимов работы, то на командном пункте формируются команды управления, которые по командной радиолинии передаются на КА. Команды либо исполняются немедленно, либо записываются в программно-временное устройство (ПВУ) для последующего исполнения. Результаты исполнения команды контролируются с помощью телеметрической радиосистемы. Таким образом, радиотелемеханическая система управления работой бортовой аппаратуры представляет собой замкнутый контур.

На схеме рис. 2.10 изображены два ключа, показывающие, что работа командной и телеметрической систем осуществляется сеансами. На время сеанса ключи замыкаются. Синхронизацию работы системы управления обеспечивают сигналы точного времени $s_{ТВ}$.

Программно-временное устройство, находящееся на борту КА, позволяет осуществлять управление в любое время полета, а не толь-

ко в течение сеанса связи КА с наземными пунктами и повышает надежность управления. Применяют два вида ПБУ: жесткое и гибкое. Жесткое ПБУ имеет фиксированную программу, составленную из команд, следующих друг за другом в неизменной последовательности. Его программа закладывается до запуска КА и не корректируется в течение полета. Гибкое ПБУ имеет сменную программу, которая может рассчитываться на Земле и передаваться на КА во время полета.

Структуры замкнутых контуров управления работой бортовой аппаратуры и действиями экипажа аналогичны. При работе с экипажем используется связная радиосистема, в частности радиотелефонная. По ней с Земли космонавту сообщают необходимую программу работы. По обратному каналу связной радиосистемы космонавт сообщает на Землю дополнительные данные, которые вместе с результатами телеметрического контроля используются при управлении действиями экипажа космического корабля.

Управление движением КА так же, как и любого летательного аппарата заключается в ориентации и стабилизации положения его корпуса относительно центра масс и в управлении движением центра масс. Ориентация и стабилизация КА осуществляется автономными системами, в том числе и системами автономного радиоуправления (см. гл. 7).

Система ориентации совмещает систему координат, связанную с корпусом КА, с выбранными опорными направлениями, соответствующими базовой (опорной) системе координат. Опорные направления могут задаваться, например, инерциальными системами или оптическими системами, визирующими небесные тела. Они могут быть образованы также с помощью радиомаяков, установленных в определенных точках на поверхности Земли. Для совмещения в пространстве трехосной координатной системы должны использоваться два опорных направления. В тех случаях, когда оказывается достаточным ориентировать лишь одну ось КА, нужно иметь всего одно опорное направление, скажем, местную вертикаль при орбитальных полетах ИСЗ.

Система стабилизации поддерживает необходимое положение в пространстве связанной системы координат КА, нарушаемое вследствие действия возмущающих моментов.

Ориентация и стабилизация необходимы для обеспечения заданного направления тяги двигателя, без чего невозможно произвести желаемое изменение траектории. При управлении баллистическими ракетами, как и при управлении снарядами, системы ориентации и стабилизации объединены и ориентация производится перед стартом, например, установкой осей гироскопической системы координат в соответствующее положение. При управлении ИСЗ и КА дальнего космоса, находящимися в полете существенно большее время, ориентация осуществляется неоднократно. Система ориентации КА используется также для наведения бортовых антенн на наземные пункты или другие объекты и панелей солнечных батарей — на Солнце.

Рассмотрим в качестве примера работу системы ориентации лунной космической станции [25] (рис. 2.11.). В качестве опорных ориентиров для станции были выбраны Солнце, Луна и Земля. Солнце и Лу-

на использовались большую часть времени. На заключительном этапе полета, когда наведение на Луну было затруднено из-за увеличения ее угловых размеров, вместо Луны использовалась Земля. Опорные направления определялись с помощью фотоэлектрических приборов-датчиков Луны, Земли и двух датчиков Солнца: «грубого» и «точного». Исполнительными механизмами служили реактивные двигатели, работающие на сжатом газе. Кроме того, в систему ориентации входили скоростные гироскопы — датчики угловых скоростей.

При включении ориентации производилось гашение начальных угловых скоростей вращения корпуса КА и осуществлялся поиск Солнца с помощью «грубого» солнечного датчика. Угол обзора гру-

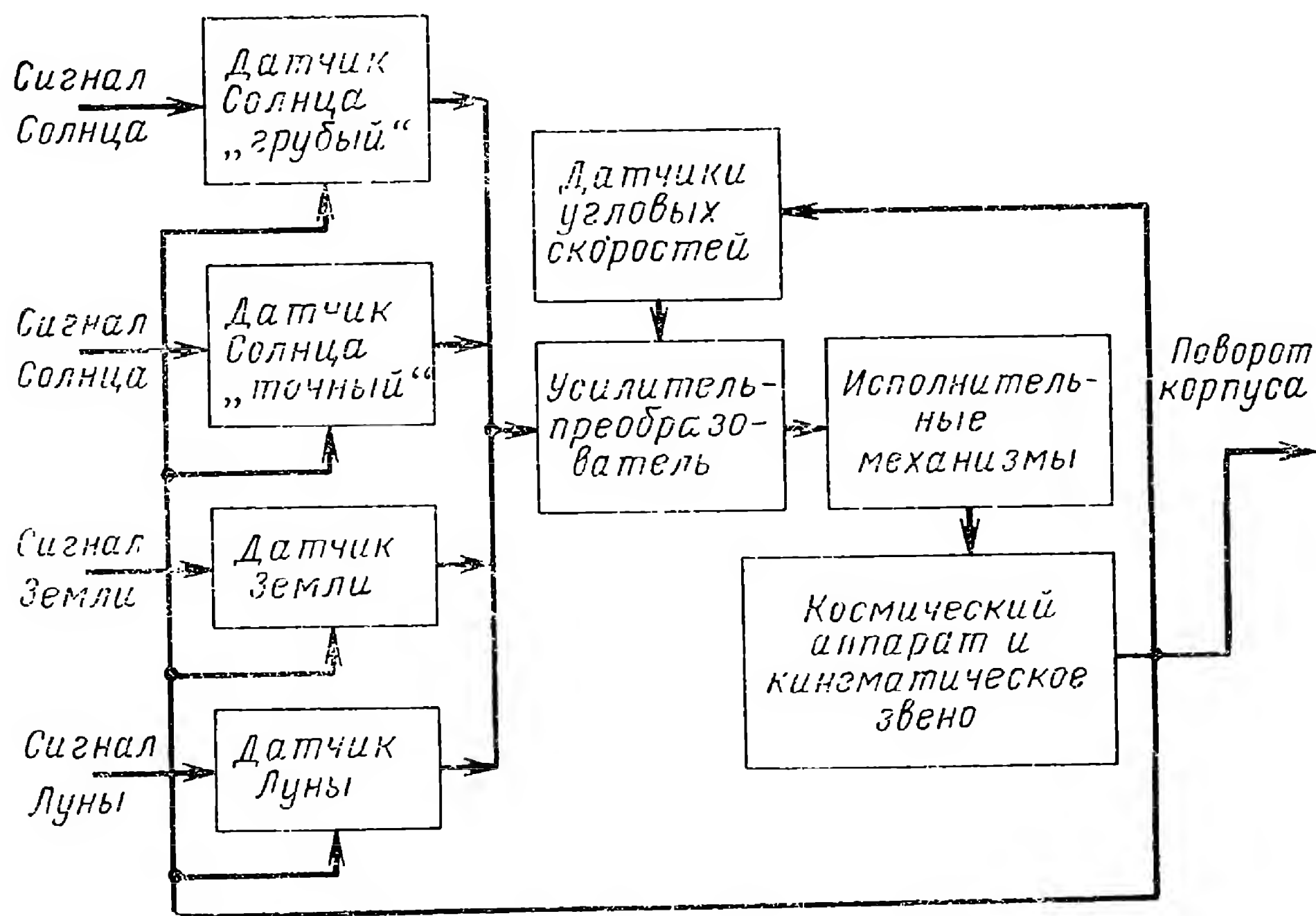


Рис. 2.11. Функциональная схема системы ориентации лунной станции.

бого датчика достаточно широкий (около 190°), что гарантирует «захват» Солнца. После приведения оси грубого датчика к направлению на Солнце, Солнце оказывается в поле зрения точного солнечного датчика и захватывается им. Затем начинается поиск Луны. Для этого КА сообщается вращательное движение относительно направления на Солнце с угловой скоростью $0,7 \text{ град/сек}$. Вращение прекращается после попадания Луны в поле зрения лунного датчика. Так как угол Солнце — станция — Луна меняется в течение полета, то предусматривается автоматическая отработка этого изменения поворотом солнечного датчика с помощью шагового электродвигателя. Ошибка системы ориентации станции не превышает $(2-3)'$.

При управлении движением центра масс КА основное значение имеет неавтономное корректирующее радиоуправление. Такое управление осуществляется как командное радиоуправление I-типа (КРУ-I). В последнее время для управления космическими кораблями все большее применение получает также автономное корректирующее радио-

управление. При стыковке КА используется самонаведение и наведение «на себя» (КРУ III).

Отличительной чертой корректирующего управления является разнесение во времени процессов контроля траектории КА и изменения ее параметров. При этом контроль производится в течение длительного времени орбитального полета, а коррекция траектории — за малое время движения на активном участке.

Корректирующее радиоуправление оказывается наиболее эффективным в тех случаях, когда не требуется производить быстрых непредвиденных маневров. В тех случаях, когда в течение достаточно дли-

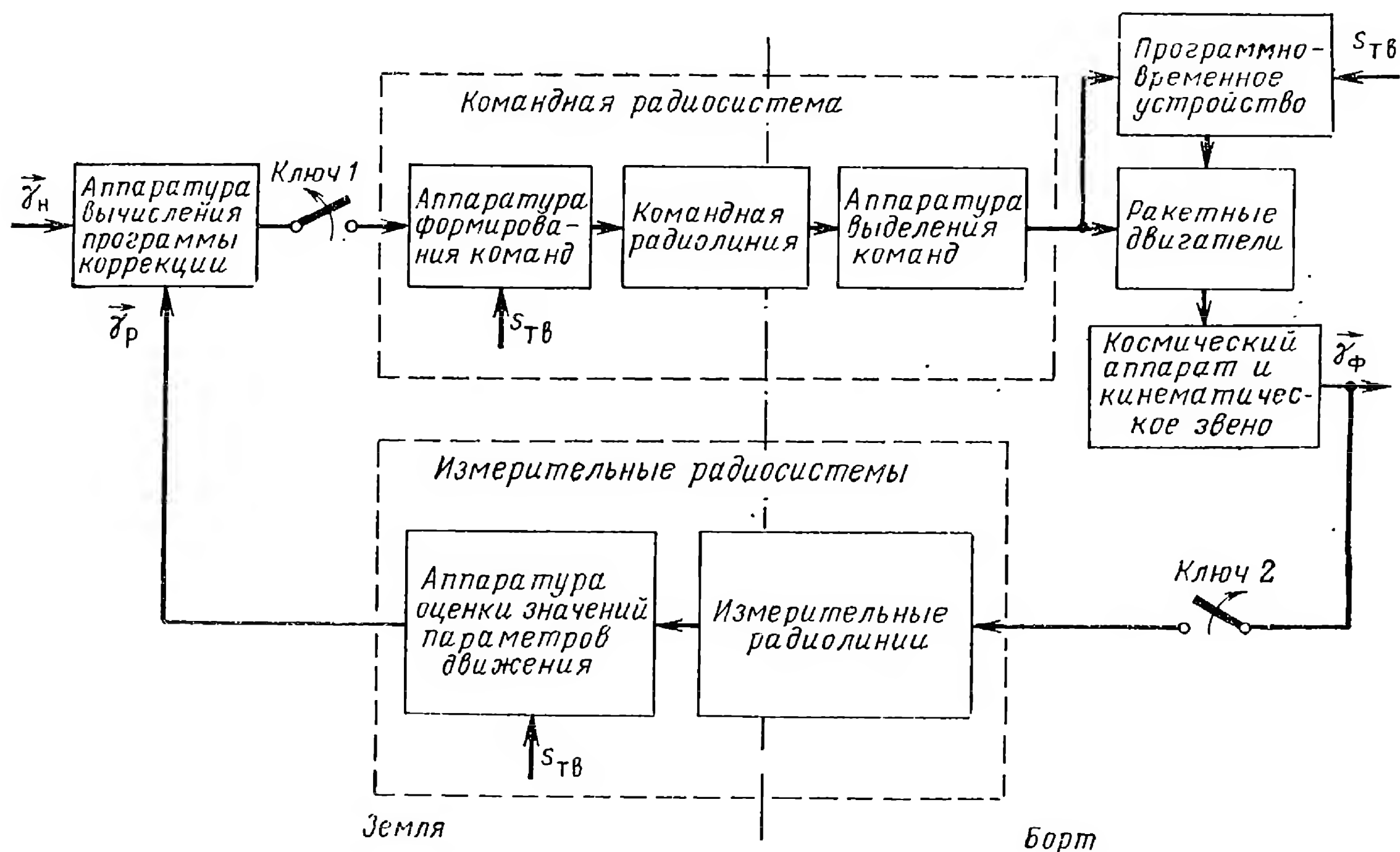


Рис. 2.12. Функциональная схема корректирующего радиоуправления с командного пункта.

тельного времени происходят быстрые непредсказуемые изменения действующих на КА сил, вместо корректирующего целесообразнее использовать следающее радиоуправление. В основном оно применяется на заключительных или, как их называют, терминальных участках, например, при мягкой посадке на поверхность или стыковке КА.

При управлении движением КА радиоэлектронные системы позволяют обеспечить наиболее высокую точность управления при относительно простой бортовой аппаратуре. Когда требования к точности управления невысоки, как, например, при запуске КА на начальную (промежуточную) орбиту, вместо радиоэлектронных систем применяются автономные инерциальные и другие нерадиотехнические системы управления.

Функциональная схема корректирующего радиоуправления с наземного командного пункта приведена на рис. 2.12.

Фактические параметры движения центра масс КА характеризуются шестимерным вектором $\vec{\gamma}_\phi = \{\gamma_{\phi_1}, \gamma_{\phi_2}, \dots, \gamma_{\phi_6}\}$. С помощью измерительных радиосистем производится оценка значений этих параметров, в результате которой находится расчетный шестимерный вектор $\vec{\gamma}_p = \{\gamma_{p_1}, \gamma_{p_2}, \dots, \gamma_{p_6}\}$. В ЭЦВМ по найденному $\vec{\gamma}_p$ вычисляется расчетная траектория движения КА и находится ее отличие от номинальной траектории, определяемой совокупностью параметров $\vec{\gamma}_n = \{\gamma_{n_1}, \gamma_{n_2}, \dots, \gamma_{n_6}\}$. Анализируя отклонение расчетной траектории от номинальной, оператор принимает решение о целесообразности проведения коррекции движения КА, определяет подходящую попадающую траекторию и с помощью ЭЦВМ вычисляет программу коррекции.

При корректирующем командном радиоуправлении с наземного пункта измерение параметров движения КА может осуществляться не только на Земле, но и на борту КА, что соответствует командному радиоуправлению II-типа (КРУ-II). В этом случае результаты измерений должны передаваться на Землю. При удалении от Земли и приближении к цели точность измерений с командного пункта падает, а точность измерений, проведенных на борту, возрастает.

Для проведения коррекции необходимо в определенной точке орбиты к центру масс КА приложить импульс силы, изменяющей величину и направление вектора скорости КА. В результате действия корректирующего импульса КА совершит маневр и начнет двигаться по попадающей орбите, определяемой новыми начальными условиями. Корректирующий импульс создается ракетными двигателями. Включение двигателей производится в расчетный момент времени от ПВУ, в которое по командной радиосистеме предварительно закладывается программа коррекции. Результаты проведения коррекции контролируются с помощью измерительных систем.

Различают два вида маневров КА: продольные и боковые. Первые изменяют параметры орбиты без поворота плоскости орбиты КА, а вторые приводят к изменению положения плоскости орбиты КА в инерциальном пространстве [86].

Ошибки управления движением центра масс КА характеризует обобщенный вектор промаха. В общем случае он имеет шесть компонент: три координатных и три скоростных $\vec{\delta h} = \{\delta h_1, \delta h_2, \dots, \delta h_6\}$. Компоненты вектора промаха вычисляются для фиксированных моментов времени или для заданных значений определенных параметров, например углового расстояния от фиксированной точки. Для фиксированного момента времени первые три компоненты вектора промаха представляют собой отклонения фактических координат КА от тех, которые были бы в этот момент при движении КА по номинальной траектории. Три другие компоненты показывают аналогичные отклонения составляющих вектора скорости КА.

Учет всех шести компонент вектора промаха важен в таких задачах, как, например, стыковка КА или мягкая посадка в заданную область на поверхности небесных тел. При жесткой посадке вектор скорости КА не имеет значения и можно ограничиться трехмерным

вектором промаха: Промах БР определяется только двумя компонентами — отклонениями точки падения по дальности и по направлению.

Для КА, находящихся на эллиптических орбитах, вместо обобщенного вектора промаха часто используют обобщенный вектор ошибок $\vec{\delta Q}$. Компоненты вектора ошибок определяют отклонения элементов фактической орбиты от элементов номинальной — $\vec{\delta Q} = \{\delta a, \delta e, \delta i, \delta \Omega, \delta \omega, \delta t_{\text{п}}\}$, где δa — отклонение большой полуоси; δe — отклонение эксцентриситета; δi — отклонение угла наклона; $\delta \Omega$ — отклонение долготы восходящего узла; $\delta \omega$ — отклонение аргумента перигея и $\delta t_{\text{п}}$ — отклонение времени прохождения КА перигея орбиты. В качестве компонент вектора $\vec{\delta Q}$ могут быть взяты отклонения других параметров орбиты, не являющихся ее элементами. Так, для связанных ИСЗ наиболее важно обеспечить стабильность периода обращения $T_{\text{ИСЗ}}$. При небольших коррекциях орбиты связанных ИСЗ достаточно рассматривать отклонения $\delta T_{\text{ИСЗ}}$ как единственную компоненту вектора ошибок.

Допустимая величина вектора промаха или вектора ошибок зависит от назначения КА. Например, для поражения цели межконтинентальной БР на расстоянии 10 000 км допустимо отклонение точки падения ракеты от цели по дальности и по направлению около 1 км [26]. Относительное значение промаха при этом составляет 10^{-4} . При полете межпланетного КА к Марсу допустимое отклонение от расчетной точки встречи оценивается величиной порядка 1000 км [7]. Если коррекция движения производится на начальном участке орбиты перехода при расстоянии от Марса около $4 \cdot 10^8$ км, то относительная величина промаха равна $2,5 \cdot 10^{-6}$.

Рассмотрим, как рассчитывается коррекция движения КА. Ограничимся случаем коррекции движения в плоскости орбиты. Обратимся к рис. 2.13. Допустим, что КА должен достигнуть области назначения радиуса $h_{\text{н}}$ с центром в точке с координатами $\rho_{1\text{н}}$ и $\beta_{1\text{н}}$.

Свободное движение КА в плоскости орбиты описывается уравнением (2.2.11). Учитывая (2.2.10), убеждаемся, что оно связывает текущие координаты КА ρ и β с начальными условиями (обозначенными индексом «0»), т. е. является функцией

$$F(\rho, \beta, \rho_0, \beta_0, \dot{\rho}_0, \dot{\beta}_0) = 0. \quad (2.3.1)$$

Производные $\dot{\rho}_0$ и $\dot{\beta}_0$ связаны с модулем v_0 вектора скорости КА и углом ξ_v , определяющим его направление, соотношениями [см. (2.2.10)]

$$\dot{\rho}_0 = v_0 \cos \xi_v, \quad \dot{\beta}_0 = \frac{v_0 \sin \xi_v}{\rho_0}. \quad (2.3.2)$$

Если начальные условия в некоторый момент t_0 равны

$$\rho_0 = \rho_{0\text{н}}, \quad \beta_0 = \beta_{0\text{н}}, \quad \dot{\rho}_0 = \dot{\rho}_{0\text{н}}, \quad \dot{\beta}_0 = \dot{\beta}_{0\text{н}}, \quad (2.3.3)$$

то КА будет двигаться по номинальной орбите и в момент t_1 пройдет через центр области назначения (начальные условия с индексами

«0 н» соответствуют номинальной орбите, а с индексами «0 р» расчетной — см. ниже).

Допустим, что результаты измерения параметров движения показывают, что в момент t_0 КА будет находиться в точке с координатами ρ_{0p} , β_{0p} и иметь составляющие скорости $\dot{\rho}_{0p}$ и $\dot{\beta}_{0p}$. Принимая эти значения в качестве начальных условий и подставляя их в уравнение (2.3.1), получим расчетную орбиту КА.

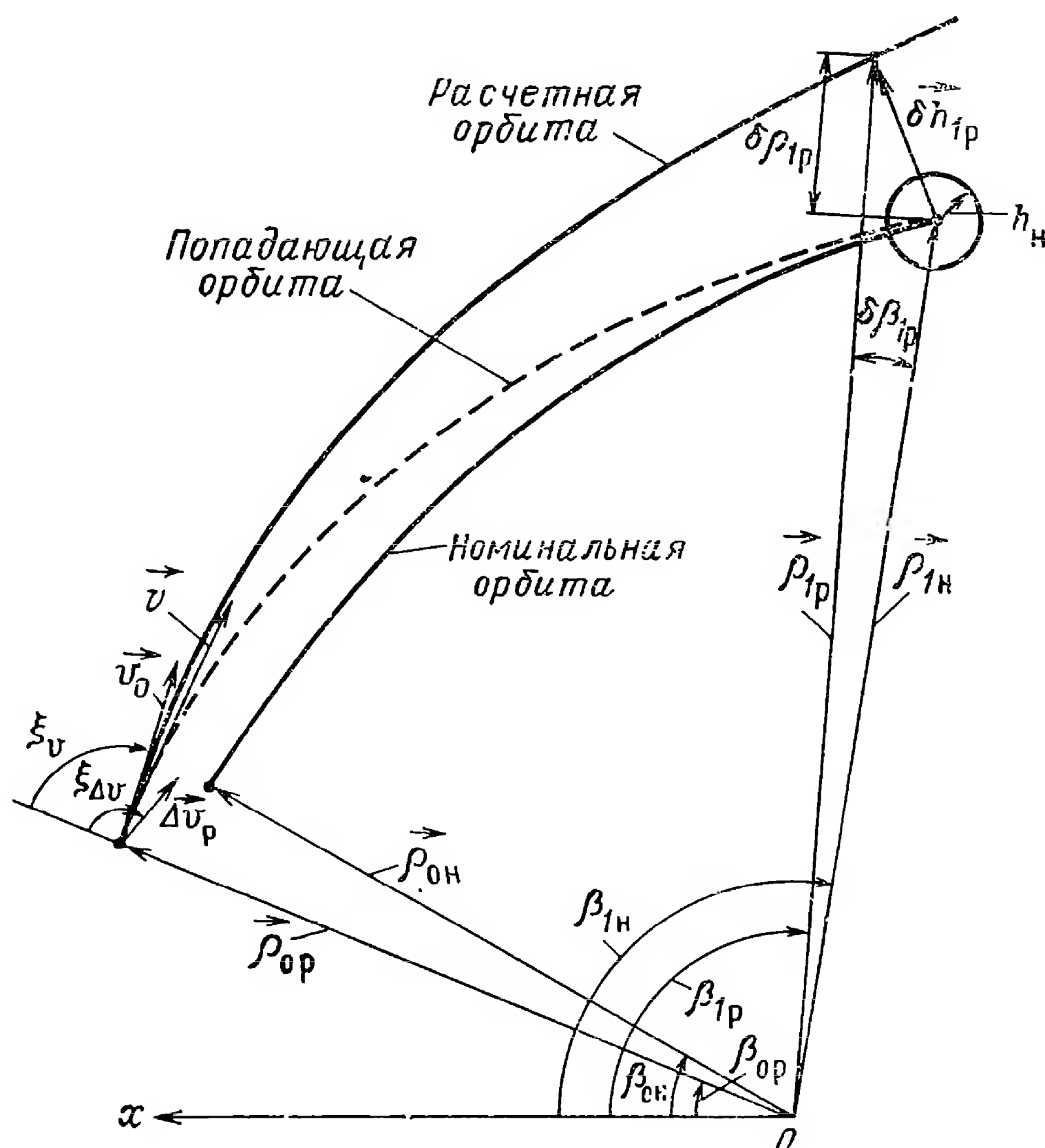


Рис. 2.13. Коррекция движения КА в плоскости орбиты.

Знание расчетной орбиты позволяет прогнозировать ожидаемый вектор промаха. В рассматриваемом случае вектор промаха имеет две компоненты $\vec{\delta h}_{1p} = \{\delta \rho_{1p}, \delta \beta_{1p}\}$. Так как $\delta \beta_{1p} \ll 1$, то модуль вектора промаха равен

$$|\vec{\delta h}_{1p}| \approx \sqrt{(\delta \rho_{1p})^2 + (\rho_{1n} \delta \beta_{1p})^2}. \quad (2.3.4)$$

Если $|\vec{\delta h}_{1p}| > h_n$, то промах больше допустимого и необходима коррекция орбиты. Предположим, что она производится в момент t_0 и приращения координат КА за время ее проведения пренебрежимо малы.

Коррекция рассчитывается из условия перевода КА на попадающую орбиту, т. е. орбиту, проходящую через граничную точку, имеющую координаты ρ_{0p} , β_{0p} и центр области назначения — точку с координатами ρ_{1n} , β_{1n} . Коррекция осуществляется изменением вектора скорости КА.

Начальные условия попадающей орбиты

$$\rho_0 = \rho_{0p}; \quad \beta_0 = \beta_{0p}; \quad \dot{\rho}_0 = \dot{\rho}_{0p} + \Delta\dot{\rho}_{0p}; \quad \dot{\beta}_0 = \dot{\beta}_{0p} + \Delta\dot{\beta}_{0p}. \quad (2.3.5)$$

Величины $\Delta\dot{\rho}_{0p}$ и $\Delta\dot{\beta}_{0p}$ определяются из условий сведения к нулю компонент вектора промаха КА $\delta\dot{\rho}_{1p}$ и $\delta\dot{\beta}_{1p}$. Соответственно должны быть изменены составляющие вектора скорости $\dot{\rho}_{0p}$ и $\dot{\beta}_{0p}$ в расчетной точке коррекции.

Для установления зависимости между компонентами вектора промаха и отклонениями составляющих вектора скорости от расчетных значений воспользуемся выражением (2.3.1). Рассматривая его сначала как функциональную зависимость ρ от $\dot{\rho}_0$ и $\dot{\beta}_0$, а затем как зависимость β от $\dot{\rho}_0$ и $\dot{\beta}_0$ (при этом не требуется представлять зависимость в явном виде), вычислим полные дифференциалы $d\rho$ и $d\beta$ и заменим бесконечно малые приращения конечными. В результате получим системы линейных уравнений

$$\begin{aligned} \delta\rho &= A_{11} \delta\dot{\rho}_0 + A_{12} \delta\dot{\beta}_0, \\ \delta\beta &= A_{21} \delta\dot{\rho}_0 + A_{22} \delta\dot{\beta}_0. \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

Здесь

$$A_{11} = \frac{\partial\rho}{\partial\dot{\rho}_0}; \quad A_{12} = \frac{\partial\rho}{\partial\dot{\beta}_0}; \quad A_{21} = \frac{\partial\beta}{\partial\dot{\rho}_0}; \quad A_{22} = \frac{\partial\beta}{\partial\dot{\beta}_0}.$$

— частные производные, вычисляемые для попадающей орбиты в момент t_0 . Они называются баллистическими или изохронными производными.

При небольших коррекциях орбиты, наиболее часто имеющих место на практике, частные производные для попадающей и номинальной орбит отличаются одна от другой незначительно. Поэтому при расчете коррекции оказывается возможным использовать производные, вычисленные для номинальной орбиты в момент t_0 .

Из уравнений системы (2.3.6) находим, что компоненты вектора промаха $\delta\rho = \delta\rho_{1p}$ и $\delta\beta = \delta\beta_{1p}$ будут сведены к нулю, если расчетные значения составляющих вектора скорости изменить на величины

$$\Delta\dot{\rho}_{0p} = \frac{\begin{vmatrix} \delta\rho_{1p} & A_{12} \\ \delta\beta_{1p} & A_{22} \end{vmatrix}}{|A_{ij}|}; \quad \Delta\dot{\beta}_{0p} = \frac{\begin{vmatrix} A_{11} & \delta\rho_{1p} \\ A_{12} & \delta\beta_{1p} \end{vmatrix}}{|A_{ij}|}, \quad (2.3.7)$$

где $|A_{ij}|$ — определитель системы.

Используя соотношения (2.3.2), нетрудно найти требуемое приращение модуля вектора скорости КА Δv_p и угол $\xi_{\Delta v}$, определяющий направление корректирующего импульса тяги. В результате проведения коррекции КА должен двигаться по попадающей орбите, для которой вектор скорости в граничной точке $\vec{v} = \vec{v}_0 + \vec{\Delta v}_p$.

Ошибки при проведении коррекции орбиты главным образом обусловлены погрешностями измерения параметров движения, а также

недостаточно точными сведениями о физических константах и различными неучтенными возмущениями. Указанные величины приводят к ошибкам в определении начальных условий и не позволяют точно рассчитать необходимую траекторию движения. Кроме этого, при отработке корректирующих маневров вносятся ошибки, связанные с погрешностями ориентации и стабилизации КА и с неточностью формирования корректирующего импульса.

Одной из важнейших операций в космосе является встреча и стыковка аппаратов на орбите [6; 93]. Стыковка КА может производиться на околоземной орбите или орбите какой-нибудь другой планеты, на которую совершается перелет. Обычно при встрече двух КА один из них является активным, а другой пассивным. В процессе встречи корректируется движение активного КА, а пассивный, часто называемый целью, движется по неизменной орбите.

Процесс встречи и стыковки КА на околоземной орбите состоит из этапов **в ы в е д е н и я**, **с б л и ж е н и я** и **п р и ч а л и в а н и я**.

На первом этапе космические аппараты выводятся на заданные орбиты, причем очередность их выведения значения не имеет. Перед выводом второго КА с помощью радиотехнических систем оценивают параметры траектории аппарата, уже находящегося на орбите. По полученным данным прогнозируют его движение и рассчитывают точку вывода на орбиту второго КА. После выведения КА (одного или обоих) может потребоваться коррекция орбиты для создания наилучших условий встречи. Для этого используется корректирующее радиоуправление с командного пункта. Точность радиоуправления с командного пункта обычно оказывается недостаточной для того, чтобы обеспечить необходимые для встречи малое расстояние между космическими аппаратами и близкую к нулю относительную скорость их движения. Поэтому необходим этап сближения аппаратов.

Этап сближения осуществляется при помощи бортовых средств управления активным КА, получающих информацию о цели. В этом отношении этап сближения до некоторой степени аналогичен самонаведению управляемых снарядов. Однако наведение космических аппаратов на этом этапе является более сложным процессом, так как здесь необходимо обеспечить сближение аппаратов, при одновременном уменьшении до нулевого значения относительной скорости их движения.

Для сближения КА прежде всего необходимо найти и захватить цель. Поиск и захват цели может выполняться либо космонавтом, либо автоматически бортовыми средствами. С помощью радиоаппаратуры, установленной на борту активного КА, осуществляются обзор пространства и поиск радиосигнала, излучаемого целью или отраженного от ее поверхности. После обнаружения и захвата сигнала определяется направление линии визирования цели и устанавливается положение цели в связанной с активным КА системе координат.

При управлении на этапе сближения цель можно считать материальной точкой. При этом начальные условия сближения возможно задать шестимерным вектором, компоненты которого будут параметрами относительного движения аппаратов. При сравнительно малых расстояниях между встречающимися аппаратами и небольшом времени их

сближения разности гравитационных ускорений, действующих на аппараты, можно не учитывать. В этом случае в качестве начальных условий достаточно взять три величины: расстояние от активного КА до цели $r_{ц0}$; скорость сближения $\dot{r}_{ц0}$ и составляющую относительной скорости $v_{н0}$, нормальную к линии визирования.

Минимальное расстояние, на котором активный КА пролетит мимо цели, т. е. промах, через начальные условия определяется по формуле

$$h = \frac{r_{ц0}}{\dot{r}_{ц0}} v_{н0}. \quad (2.3.8)$$

Используемый на этапе сближения метод наведения выбирается в зависимости от допустимого расхода топлива и возможных режимов работы двигателей, продолжительности этапа сближения и сложности системы управления. Как правило, при сближении используется следящая система управления, а двигатели работают либо с плавно регулируемой тягой, либо в релейном режиме с неоднократным включением. Одним из наиболее простых и часто применяемых методов наведения является метод параллельного сближения [93]. Поддержанием нормальной составляющей вектора скорости $v_{н}$ близкой к нулю обеспечивается вывод активного КА в точку встречи без промаха h . При этом незадолго до встречи осуществляется гашение относительной скорости сближения аппарата.

Этап сближения может начаться при расстоянии между КА $r_{ц}$ до нескольких сотен километров и относительной скорости $\dot{r}_{ц}$ до нескольких километров в секунду. В конце этапа $r_{ц}$ составляет от 30 м до 1 км, $\dot{r}_{ц} \approx 1,5 \div 10$ м/сек, а $v_{н} \leq 2$ м/сек [93].

Этап причаливания является последним этапом, заканчивающимся механическим соединением КА, т. е. их стыковкой. На этапе причаливания активный КА совершает маневр окончательного сближения с целью. При этом цель уже нельзя считать материальной точкой, поскольку требуется учитывать ориентацию ее корпуса относительно корпуса активного КА.

В процессе причаливания двигатели активного КА должны иметь возможность создать вектор тяги в произвольном направлении. При этом они могут развивать небольшие ускорения, используя для этого сравнительно малое количество топлива. Такие возможности имеют, в частности, двигатели системы ориентации, поэтому они могут применяться на этапе причаливания.

На этапе причаливания специфической проблемой, особенно важной при автоматической стыковке КА, является измерение малых дальностей и малых скоростей. Обычные радиоизмерительные системы имеют ограничения по минимальным значениям этих параметров. Поэтому эффективным на этапе причаливания оказывается ручное наведение. Как показали наземные и летные эксперименты [93], при ручном управлении причаливанием практически нет необходимости в индикаторах параметров относительного движения. Визуально наблюдая цель, космонавт хорошо контролирует качество управления и, по мере необходимости, изменяет режимы работы двигателей.

2. Командно-измерительные комплексы космических аппаратов

Радиоуправление КА осуществляется с помощью командно-измерительных комплексов (КИК), обобщенная функциональная схема которых представлена на рис. 2.14. Аппаратура, входящая в КИК, размещается как на наземных пунктах, так и на борту КА. В составе комплексов различают:

- радиосистемы траекторных измерений (измерительные радиосистемы), используемые для определения параметров движения КА;
- командные радиосистемы, обеспечивающие передачу на борт команд и временных программ. В состав командных систем обычно входит также радиоканал проверочной обратной связи;
- телеметрические радиосистемы, по которым на командный пункт передается информация о работе всех бортовых систем и результаты научных наблюдений;
- систему единого времени (СЕВ), необходимую для синхронизации работы всей аппаратуры КИК.

В некоторых случаях в состав КИК включаются телевизионные системы и системы, предназначенные для двусторонней связи с экипажем космического корабля, а также отдельные целевые радиосистемы.

Наземная часть КИК (рис. 2.14) состоит из нескольких командно-измерительных пунктов (КИП), расположенных в различных точках на поверхности Земли, координационно-вычислительного центра (КВЦ) и соединяющих их линий связи. Обмен информацией с КА производится по радиолиниям через КИП. Высокостабильные эталонные генераторы СЕВ, находящиеся на КИП, периодически проверяются по сигналам Государственной Службы Времени $S_{ТВ}$. По радиолинии Земля—Борт на КА передаются программы работы и команды, а также сигналы времени, а по радиолинии Борт—Земля сигналы проверочной обратной связи и данные телеметрии. Для измерения параметров движения КА во многих случаях используются обе радиолинии. Состав КИП может отличаться от приведенного на рис. 2.14. Иногда КВЦ территориально совмещается с одним из КИП. Некоторые КИП могут выполнять ограниченный круг задач. В частности, пункт может предназначаться только для проведения траекторных измерений. В этом случае его называют измерительным пунктом (ИП).

Во время сеансов связи КИП с КА с помощью системы траекторных измерений определяются параметры движения КА. Данные измерений со всех пунктов, привязанные к единому времени, после промежуточной обработки по линиям связи поступают в КВЦ. Промежуточная обработка сокращает объем передаваемой информации, в результате чего разгружаются линии связи. В КВЦ имеются универсальные электронно-вычислительные цифровые машины. На них обрабатывается вся полученная информация и рассчитывается коррекция движения КА.

Рассчитанная на КВЦ программа коррекции по линиям связи поступает на КИП. Когда КА находится в зоне видимости этого КИП, программа с помощью командной радиосистемы передается на борт и после проверки правильности приема запоминается в бортовом ПВУ.

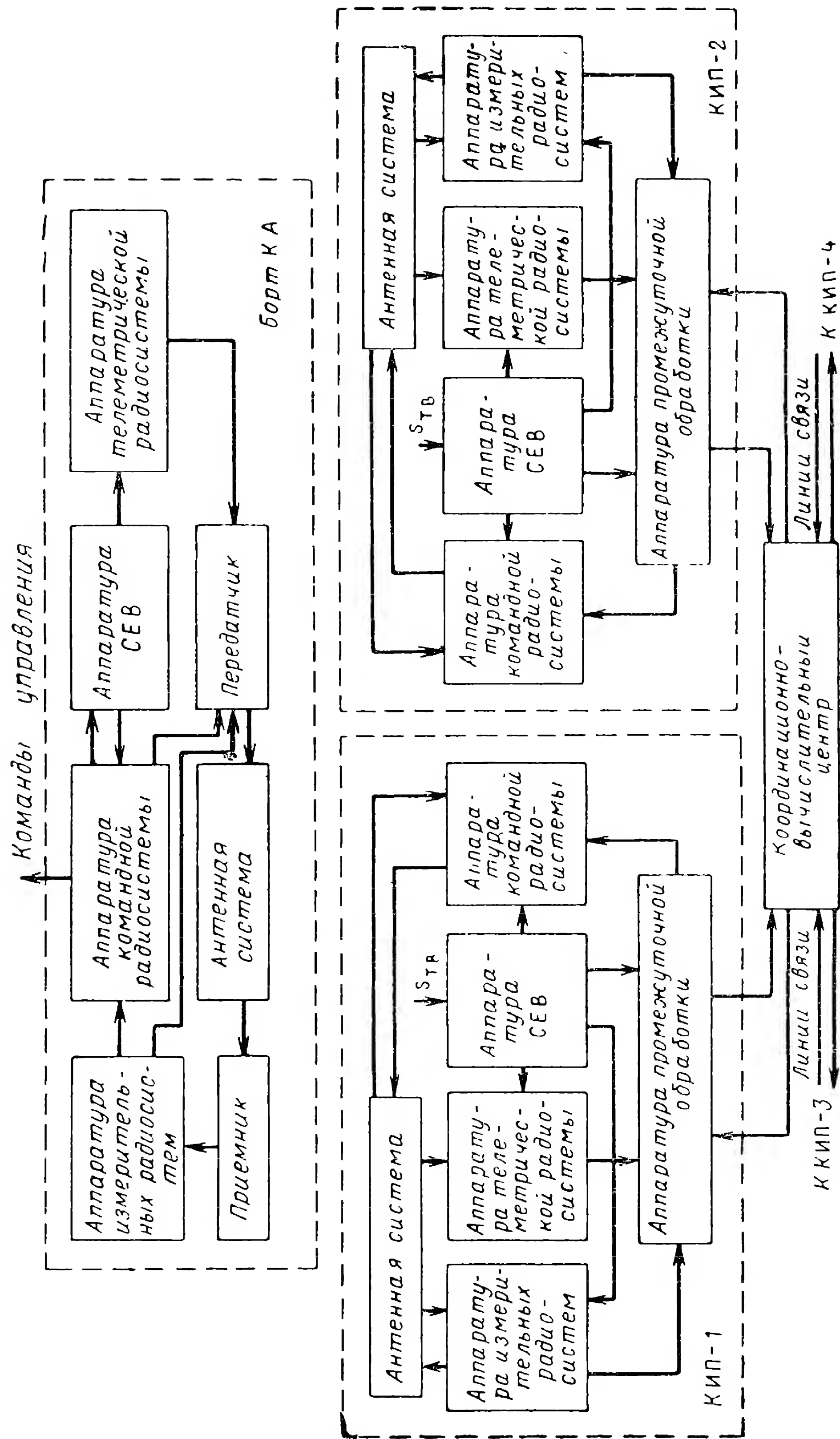


Рис. 2.14. Обобщенная функциональная схема командно-измерительного комплекса.

В нужные моменты это ПВУ выдает команды на исполнительные органы.

Количество и размещение КИП в комплексе определяются, главным образом необходимой точностью расчета траектории движения КА по результатам измерений, полученным на КИП. Кроме того, приходится учитывать время, в течение которого требуется поддерживать радиосвязь с КА для приема телеметрической информации и управления работой бортовой аппаратуры.

Для увеличения общего времени радиосвязи с КА в состав КИК могут включаться пункты, расположенные за пределами страны, например, на кораблях. Для организации связи и обмена информацией между различными пунктами и КВЦ могут использоваться специальные спутники. Так, например, при полетах космических кораблей «Союз» и орбитальной станции «Салют» обмен информацией между корабельными пунктами и КВЦ осуществлялся через спутники связи «Молния-1» [94].

Обычно в командно-измерительном комплексе, предназначенном для обслуживания ИСЗ, количество КИП и ИП достигает десяти и более, а в КИК дальнего космоса оказывается достаточным иметь два-четыре пункта [2]. При радиоуправлении запуском баллистических ракет вся наземная аппаратура КИК размещается на одном пункте.

При встрече и стыковке КА на этапе выведения целесообразно привлекать наземные средства КИК, на этапах сближения и причаливания, напротив, лучше использовать только средства, расположенные на стыкуемых аппаратах. Обычно на борту активного КА устанавливается электронная цифровая вычислительная машина, которая рассчитывает программу сближения, а при автоматической стыковке — и программу причаливания. В этом случае основная часть радиоизмерительной системы (радиовизир цели) также размещается на активном КА, а на пассивном аппарате устанавливается лишь приемо-ответчик. Возможен также вариант, при котором ЭЦВМ и радиовизир располагаются на пассивном КА, а программа управления сближением передается для исполнения по командной радиолинии на активный КА [6].

Остановимся на особенностях использования радиоаппаратуры в системах командно-измерительного комплекса. Приемники, передатчики и антенно-фидерные устройства различных радиосистем (измерительных, командных, телеметрических и др.) могут делаться как отдельными, так и общими для нескольких радиолиний. Использование общих (совмещенных) устройств особенно важно на борту КА, так как это позволяет значительно уменьшить вес, габариты и электроэнергию, потребляемую радиоаппаратурой. Совмещение устройств в наземной радиоаппаратуре КИК может дать большой экономический эффект за счет использования одних и тех же средств для различных целей. Совмещение начинается с применения общих антенн для приема и передачи сигналов различных радиосистем. В совмещенных радиолиниях используется единое несущее колебание, модулированное совокупностью сигналов, содержащих информацию, соответствующую различным радиосистемам. В отдельных же случаях полная энергия радиосигнала одновременно используется для нескольких радиосистем.

Например, псевдослучайный сигнал может одновременно использоваться для измерения дальности и передачи информации.

Для сопряжения радиотехнических систем и электронных цифровых вычислительных машин информация, поступающая на КВЦ, должна быть представлена в цифровом виде. Поэтому все измерительные радиосистемы, а также многие командные и телеметрические системы, входящие в состав КИК, имеют цифровые выходы. Следует отметить, что широкое применение цифровых устройств в радиосистемах существенно расширяет набор методов, используемых для обработки сигналов, и позволяет значительно уменьшить аппаратные ошибки. При этом, в частности, открывается возможность реализации адаптивных систем и оптимальных или близких к ним по точности алгоритмов. Необходимо также отметить, что автоматизация командно-измерительных комплексов базируется на всестороннем использовании цифровых методов и средств.

§ 2.4. ОСОБЕННОСТИ КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛИНИЙ

1. Условия работы радиолиний КИК

Электромагнитные волны, используемые в радиолиниях КИК, распространяются в пределах прямой геометрической видимости. Размеры зоны видимости КА с КИП зависят от параметров орбиты КА, расположения этих пунктов относительно плоскости орбиты и диапазона рабочих углов места. Из-за влияния на распространение радиоволн атмосферы и поверхности Земли параметры радиолиний КИК при малых углах места значительно ухудшаются. Поэтому радиолинии КИК работают обычно при углах места $\theta \geq \theta_{\min} = 5\text{—}10^\circ$. Относительное движение КА и Земли приводит к тому, что радиосвязь КИП с КА осуществляется сеансами при угловых и радиальных скоростях взаимных перемещений, изменяющихся в широких пределах. На условия работы радиолиний ИСЗ главным образом влияет вращение спутника вокруг Земли, а на работу радиолиний дальнего космоса — вращение Земли. Наличие угловых скоростей взаимного перемещения влияет на пространственный поиск КА и отслеживание их движения антеннами наземных пунктов, а наличие радиальных скоростей приводит к доплеровскому смещению частоты принимаемых сигналов. В первом приближении величина доплеровского смещения равна

$$F_{\text{д}} \approx \pm f_{\text{б}} \frac{\dot{R}}{c} k_{\text{д}}, \quad (2.4.1)$$

где $f_{\text{б}}$ — частота сигнала, излучаемого с борта; \dot{R} — относительная радиальная скорость; c — скорость света; $k_{\text{д}} = 1$ для системы без запроса и $k_{\text{д}} = 2$ для системы с запросом.

Рассмотрим, в качестве примера, в каких условиях проводится сеанс связи с ИСЗ, выведенным на орбиту, близкую к круговой. Ско-

рость движения ИСЗ по орбите высотой $H = \rho - r_{\text{ЗМ}}$ определяется в соответствии с выражением (2.2.14)

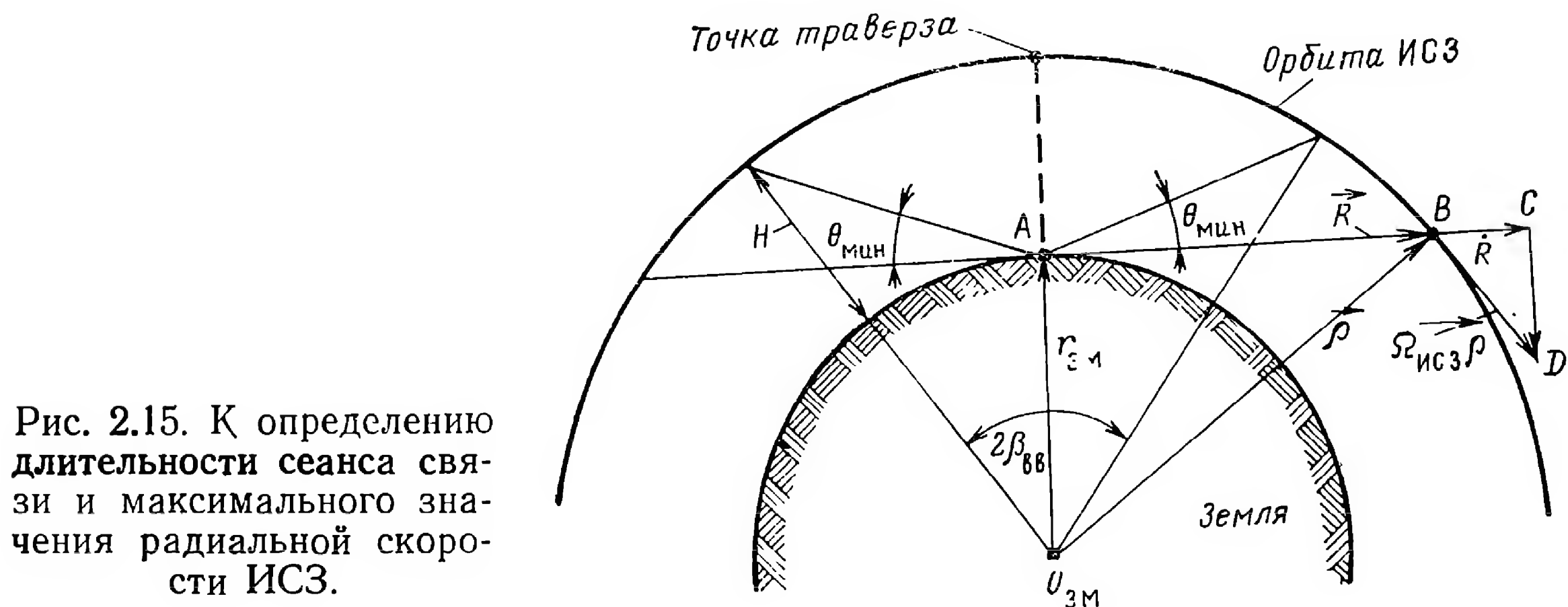
$$v_I = \sqrt{\frac{\kappa_{3M}}{\rho}} = \sqrt{\frac{\kappa_{3M}}{r_{3M} + H}}. \quad (2.4.2)$$

Отсюда находим угловую скорость движения $\Omega_{исз}$ и период обращения $T_{исз}$

$$\Omega_{\text{И С З}} = \frac{v_{\text{I}}}{\rho} = \frac{V \sqrt{\kappa_{\text{ЭМ}}}}{\rho^{3/2}}; \quad (2.4.3)$$

$$T_{\text{IC3}} = \frac{2\pi}{\Omega_{\text{IC3}}} = \frac{2\pi}{V\kappa_{\text{3M}}} \rho^{3/2}. \quad (2.4.4)$$

Обратимся к рис. 2.15. Допустим, что плоскость орбиты ИСЗ проходит через командно-измерительный пункт, расположенный в точ-



ке A . В этом случае время видимости $T_{\text{в}}$ спутника из пункта будет максимальным и равным времени прохождения ИСЗ угла зоны радиовидимости $2\beta_{\text{в}}$. Очевидно, что длительность сеанса связи не может быть больше времени видимости.

Для низких орбит $\Omega_{ИСЗ} \gg \Omega_{ЗМ} = 15 \text{ град/час}$, и в первом приближении влиянием вращения Земли на величину $T_{\text{в}}$ можно пренебречь. Так как на круговой орбите скорость ИСЗ постоянна, то

$$T_{\text{В В}} = T_{\text{И С З}} \frac{\beta_{\text{В В}}}{\pi}, \quad (2.4.5)$$

где угол $\beta_{\text{в в}}$ находится из геометрических соотношений (рис. 2.15)

$$\beta_{\text{ВВ}} = \frac{\pi}{2} - \theta_{\text{мин}} - \arcsin \frac{r_{3\text{М}}}{r_{3\text{М}} + H} \cos \theta_{\text{мин}}. \quad (2.4.6)$$

Если плоскость орбиты ИСЗ проходит в стороне от КИП, то время видимости уменьшается. Отметим, что при $H > 5000$ на величину T_v сильно сказывается вращение Земли и формулой (2.4.5) пользоваться нельзя.

В табл. 2.1 для различных высот даны значения v_1 , $T_{ИСЗ}$, $\Omega_{ИСЗ}$ и $T_{ВВ}$.

Таблица 2.1

$H, км$	$v_1, км/сек$	$\Omega_{ИСЗ}, град/сек$	$T_{ИСЗ}, мин$	$T_{ВВ}, мин$	
				$\theta_{мин}=0^\circ$	$\theta_{мин}=10^\circ$
200	7,79	0,068	88,3	7	3,6
500	7,62	0,063	94,5	11,5	7,4
1000	7,35	0,057	105	17,6	12,6
1500	7,12	0,052	116	23,1	17,5
5000	5,92	0,030	201	62,5	52
35870	3,06	0,00417	1440 (24 часа) неограниченно		

Напомним, что спутник, запущенный вдоль экватора в направлении вращения Земли на орбиту с $H = 35\,870$ км, будет стационарным. Очевидно, время его видимости неограниченно.

Оценим величину доплеровского смещения частоты. В геодезической декартовой системе координат (см. рис. 2.5) расстояние между наземным пунктом с координатами $x'_п, y'_п, z'_п$ и КА, текущие геодезические координаты которого равны $x'_{КА}(t), y'_{КА}(t), z'_{КА}(t)$, составляет

$$R(t) = \sqrt{[x'_{КА}(t) - x'_п]^2 + [y'_{КА}(t) - y'_п]^2 + [z'_{КА}(t) - z'_п]^2}. \quad (2.4.7)$$

Переходя к сферическим координатам по формулам, аналогичным (2.2.1), имеем

$$R(t) = \sqrt{\rho_{КА}^2(t) + r_{зм}^2 - 2r_{зм}\rho_{КА}(t)\cos\varphi_{КА}\cos\varphi_п \times} \\ \times \cos[\lambda_{КА}(t) - \lambda_п] - 2r_{зм}\rho_{КА}(t)\sin\varphi_п\sin\varphi_{КА}(t). \quad (2.4.8)$$

Здесь $\varphi_п$ и $\lambda_п$ — широта и долгота наблюдательного пункта; $\rho_{КА}(t)$, $\varphi_{КА}(t)$ и $\lambda_{КА}(t)$ — модуль радиус-вектора, широта и долгота КА, изменяющиеся с течением времени.

Для представления в явном виде зависимости (2.4.8) от времени нужно определить функции $\rho_{КА}(t)$, $\varphi_{КА}(t)$ и $\lambda_{КА}(t)$, т. е. задать траекторию движения КА. Для ИСЗ, вращающихся на низких круговых орбитах, выражение (2.4.8) принимает наиболее простой вид при условии, что орбита ИСЗ — полярная ($i = 90^\circ$), а наблюдение ведется из пункта, расположенного на экваторе. Тогда $\rho_{КА}(t) = r_{зм} + H$; $\varphi_{КА} = \Omega_{ИСЗ}t$; $\lambda_{КА}(t) = \lambda_{ИСЗ}$; $\varphi_п = 0$. Обозначая угловое расстояние между пунктом и плоскостью орбиты $\delta\lambda = \lambda_{ИСЗ} - \lambda_п$, имеем:

$$R(t) = \sqrt{(r_{зм} + H)^2 + r_{зм}^2 - 2(r_{зм} + H)r_{зм}\cos\delta\lambda\cos\Omega_{ИСЗ}t}. \quad (2.4.9)$$

Дифференцируя (2.4.9) по времени, определяем радиальную скорость, а подставляя полученное значение скорости в (2.4.1), находим доплеровское смещение частоты для рассматриваемого случая

$$F_{д}(t) \approx \pm \frac{(r_{зм} + H)r_{зм}\Omega_{ИСЗ}\cos\delta\lambda\sin\Omega_{ИСЗ}t}{R(t)c} f_0 k_{д}. \quad (2.4.10)$$

Зависимости F_d от времени для $H = 200$ км и $H = 1000$ км при $f_0 = 200$ МГц и $\delta\lambda = 0$ приведены на рис. 2.16. (сплошные линии). Момент времени $t = 0$ соответствует прохождению ИСЗ через ближайшую к пункту точку орбиты (точку траверза). На рис. 2.16 пунктиром также показаны скорости изменения доплеровской частоты \dot{F}_d , вычисленные путем дифференцирования по времени выражения (2.4.10). Максимум $|F_d|$ будет иметь место в моменты «восхода» и «захода» ИСЗ в зоне видимости пункта. Полагая, что в эти моменты угол места антенны $\theta_{\min} = 0$ и принимая $\delta\lambda = 0$, из подобных треугольников $O_{\text{зм}}AB$ и $B'CD$ (рис. 2.15) и выражения (2.4.1), находим

$$|F_{d \text{ макс}}| \leq f_0 k_d \frac{r_{\text{зм}} \Omega_{\text{И С З}}}{c}. \quad (2.4.11)$$

Таким образом, за время сеанса связи частота Допплера в радиолинии изменяется по нелинейному закону от $F_{d \text{ макс}}$ до $F_{d \text{ мин}}$, проходя через

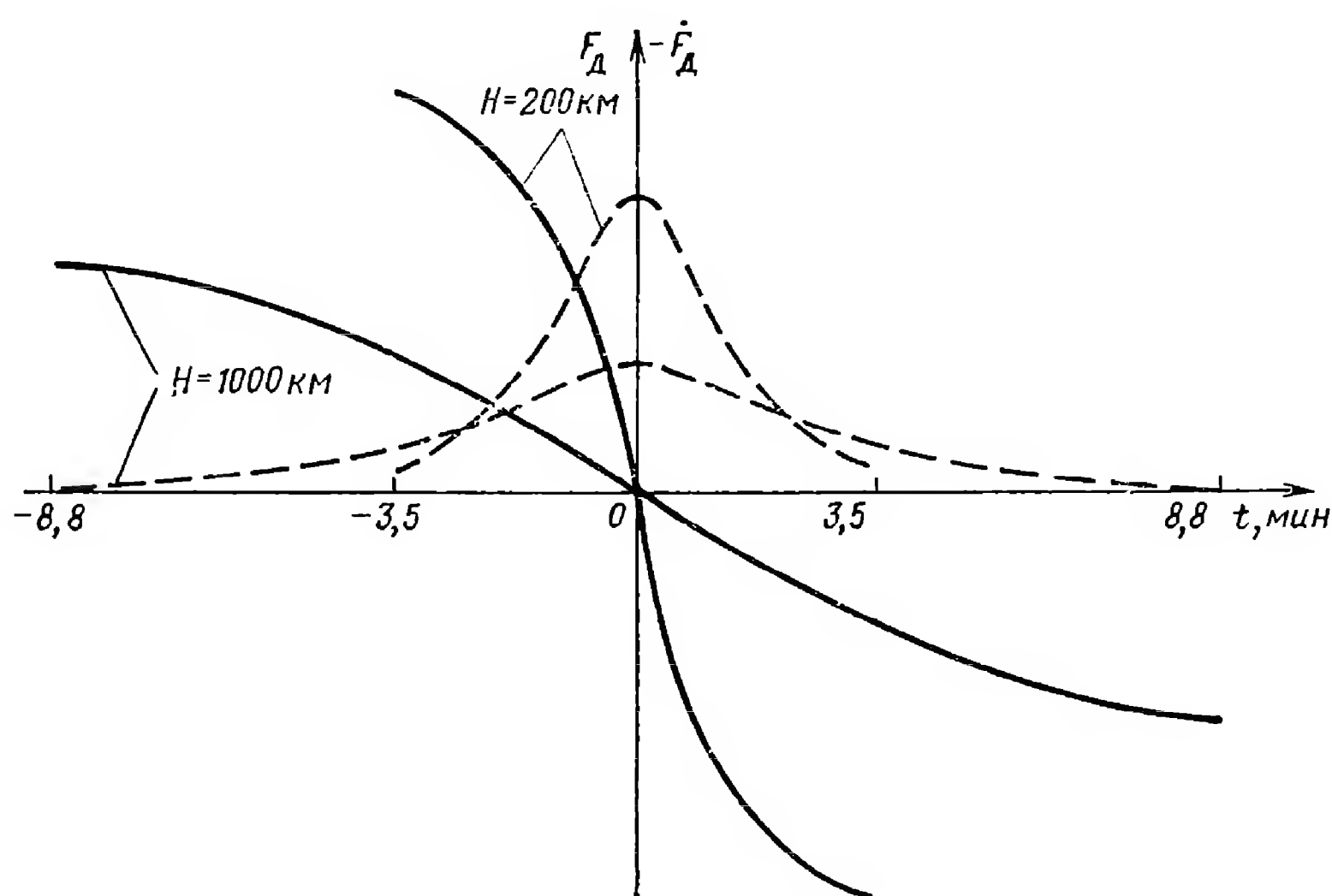


Рис. 2.16. Законы изменения доплеровской частоты (сплошные линии) и ее производной (пунктирные линии).

ноль в точке траверза. Отметим, что при наблюдении за ИСЗ, запущенном на наклонную круговую орбиту, из пункта, расположенного в произвольном месте, зависимость $F_d(t)$ будет более сложной, но характер ее остается аналогичным и максимальное значение не превысит величины, найденной по формуле (2.4.11).

Радиоуправление КА дальнего космоса осуществляется на расстояниях, превышающих сотни тысяч километров. На таких расстояниях видимое движение КА напоминает движение планет по небосводу. Наблюдаемые угловые скорости перемещения КА малы и практически равны скорости вращения Земли $\Omega_{\text{зм}}$, т. е. близки к 15 град/час. Длительность сеансов связи исчисляется многими часами и может достигать до половины суток. Радиальные скорости перемещения межпланетных станций, по мере удаления их от Земли и выхода к границам сферы действия земного тяготения, уменьшаются, затем при полете по гелиоцентрической орбите обычно претерпевают небольшие изменения и лишь только на короткое время заключительного этапа, при подлете КА к планете назначения, в результате действия гравитационного поля планеты, радиальная скорость существенно увеличивается.

Отличительной особенностью траекторий КА на пассивном участке является их относительная детерминированность, которая определяет квазирегулярность изменения параметра движения КА. Напомним, что квазирегулярными называются функции, которые можно разложить в ряд по известным функциям времени $f_i(t)$ с неизвестными случайными коэффициентами λ_i

$$x(t) = \lambda_0 + \lambda_1 f_1(t) + \lambda_2 f_2(t) + \dots + \lambda_n f_n(t). \quad (2.4.12)$$

Необходимое количество учитываемых членов разложения определяется длительностью интервала наблюдения и зависит от выбранной системы функций $f_i(t)$ и требуемой точности.

В качестве функций $f_i(t)$ удобно использовать степенные полиномы, в частности, ряд Тейлора. При разложении в ряд Тейлора такого

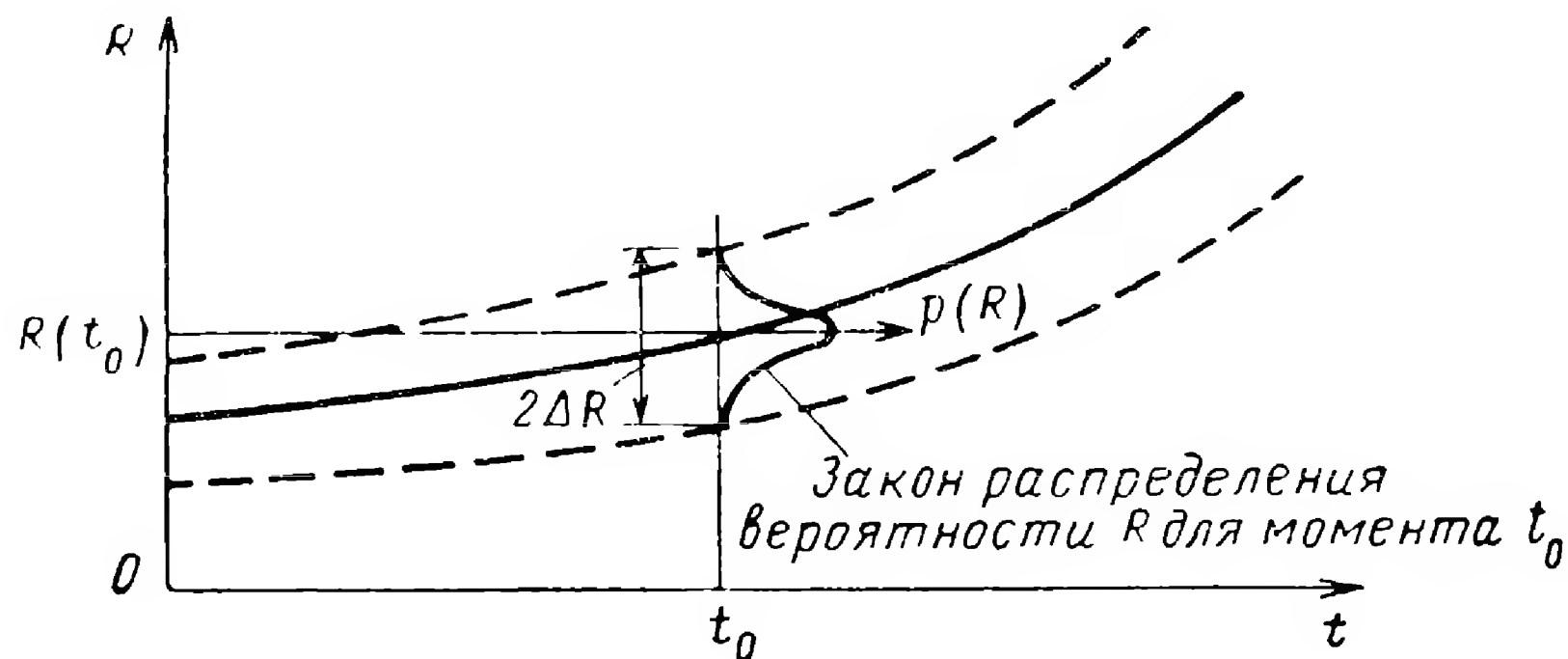


Рис. 2.17. Априорная «трубка» по дальности.

параметра, как например, дальность до КА, коэффициенты этого ряда соответствуют реальным параметрам движения: дальности, скорости, ускорению и пр. Дальность $R(t)$ представляется рядом Тейлора относительно произвольного момента времени t_0 в виде

$$R(t) = R(t_0) + \dot{R}(t_0)(t - t_0) + \ddot{R}(t_0) \frac{(t - t_0)^2}{2} + \dots \quad (2.4.13)$$

При радиоуправлении КА всегда имеется значительная априорная информация о его движении, получаемая на основании предварительных расчетов или результатов, полученных во время предшествующих сеансов измерений. Указанная информация используется при проведении очередных сеансов радиосвязи и обработке результатов измерений. На основании ее прежде всего вычисляют ожидаемые величины коэффициентов разложения (2.4.13), т. е. математические ожидания априорных законов распределения R, \dot{R}, \dots . В большинстве случаев априорные законы распределения можно считать нормальными.

Наглядным является графическое представление априорных законов в виде так называемых «трубок» параметров траектории. Например, среднее значение «трубки» по дальности (рис. 2.17) говорит об

ожидаемой величине R в момент t_0 , а ширина ее зависит от дисперсии $\sigma_R^2(t)$ априорного закона распределения R и равна

$$\Delta R(t_0) \approx \pm (2,7 \div 3) \sigma_R(t_0). \quad (2.4.14)$$

В момент времени t_0 истинная дальность до КА находится в пределах «трубки» с достоверностью, определяемой ее шириной. Если $\Delta R(t_0) = \pm 3\sigma_R(t_0)$, то вероятность того, что расстояние до КА ограничено пределами «трубки», равна 0,997. Аналогичные «трубки» могут быть построены для остальных коэффициентов ряда (2.4.13) и для коэффициентов разложения других параметров движения КА.

Среднее значение каждой из «трубок» можно использовать в качестве соответствующих программ при проведении сеанса радиосвязи. Так, программы по углу места и азимуту важны для быстрого и точного наведения остронаправленных антенн наземного пункта. Программа по радиальной скорости дает возможность прогнозировать доплеровское смещение частоты, что существенно облегчает вхождение в связь и точное отслеживание частоты сигнала. Знание априорных «трубок» уменьшает диапазон неизвестности измеряемых параметров и позволяет измерять не полные значения, а лишь их отклонения от программных. В ряде случаев это значительно упрощает работу.

2. Выбор диапазона частот

Диапазон выбираемых частот определяется, прежде всего, условиями распространения радиоволн и возможностью обеспечения необходимых точностных характеристик и требуемых полос пропускания радиолиний. Кроме того, большое значение имеют конструктивно-технические факторы. К таким факторам относятся: веса и габариты бортовых устройств, потребляемая ими энергия, коэффициент полезного действия аппаратуры, освоенность данного диапазона волн и т. д. Под освоенностью диапазона понимают наличие в данном диапазоне волн разработанных и серийно изготавливаемых радиоэлементов и приборов: полупроводников, электровакуумных и измерительных приборов и т. п.

Возможности выбора диапазона частот при связи наземных пунктов с КА ограничиваются частотно-избирательными свойствами атмосферы. На рис. 2.18 приведена зависимость от частоты атмосферного ослабления радиоволн в отсутствие осадков для среднеширотных пунктов, расположенных на уровне моря. Из рисунка видно, что на частотах выше 10 000 МГц существенно тропосферное ослабление. Оно вызвано резонансным поглощением энергии радиоволн молекулами кислорода и неконденсированного водяного пара. Так как атмосфера максимальную плотность имеет в своей нижней части (тропосфере), то указанное поглощение практически наблюдается только там. Максимальное поглощение будет при минимальном угле места $\theta = 0$, минимальное — при $\theta = 90^\circ$. Если станция расположена выше уровня моря, то тропосферный путь радиосигнала будет меньше и ослабле-

ние уменьшится. На высоте 15 км оно уменьшается примерно на порядок.

На частотах ниже 100 МГц начинает сказываться ионосферное ослабление, возникающее в результате рассеивания энергии радиоволны свободными электронами ионосферы. Частоты, примерно ниже 10 МГц, вообще не применимы, так как они полностью отражаются от ионосферы.

Таким образом, в диапазоне частот от 100 до $(6 \div 10) \cdot 10^3$ МГц. (в зависимости от угла места) существует «радиоокно», в пределах которого и целесообразно выбирать рабочие частоты радиолиний КИК. Рабочие частоты выбирают в зависимости от назначения радиолиний на начальной стадии проектирования. При этом учитывают рекоменда-



Рис. 2.18. Зависимость атмосферного ослабления радиоволн от частоты.

ции, принимаемые на конференциях Международного консультативного комитета по радиосвязи (МККР), который регулирует распределение частот в рамках международных соглашений.

Согласно рекомендациям МККР частоты от 100 до 1000 МГц должны использоваться, в основном, для связи с КА на небольшой высоте особенно в случае, когда на КА или наземном пункте будут

применяться антенны с широкой диаграммой направленности или ненаправленные антенны. Частоты от 1000 до 10000 МГц рекомендуются при применении направленных антенн для радиолиний дальнего космоса, широкополосных, например телевизионных, радиолиний и для проведения высокоточных траекторных измерений.

При торможении в атмосфере КА сильно нагревается, вызывая тепловую ионизацию окружающей среды, в результате которой появляется плазма. Плазма отражает и ослабляет радиоволны. Радиосвязь через нее возможна на частотах, превышающих ее критическую частоту, которая доходит до 30 000 МГц и зависит от скорости КА [32]. На таких высоких частотах велико тропосферное ослабление. При использовании более низких радиочастот требуется искусственное воздействие на плазму, изменяющее ее параметры [24].

Для радиосвязи, например, двух КА между собой за пределами атмосферы, могут использоваться частоты, лежащие вне «радиоокна». В этих условиях допустимые размеры антенн, возможности их ориентации и потребляемые радиоаппаратурой мощности ограничивают диапазон частотами от 10 до 10 000 МГц [29].

Излучения в диапазонах видимого света, инфракрасной и длинноволновой части ультрафиолетового диапазона ($10^6 \div 10^{10}$ МГц) обладают определенной перспективой для использования в космических

радиолиниях. Однако сильная зависимость затухания этих излучений от состояния атмосферы, ограничения в выходной мощности передатчиков и сложность наведения антенн пока затрудняют их широкое применение.

3. Определение энергетического потенциала радиолинии

В космических радиолиниях независимо от того, в каком диапазоне они работают, всегда присутствуют естественные шумы, принятые антенной, и собственные шумы приемных устройств. Эти шумы являются аддитивными по отношению к сигналу на входе приемника, имеют гауссово распределение и практически равномерный спектр в пределах полосы пропускания приемника. При расчетах, учитывающих действие таких шумов, удобно использовать понятие энергетического потенциала радиолинии.

Энергетическим потенциалом радиолинии $Q = P_c / G_{\text{ш}}$ называется отношение средней мощности сигнала P_c к спектральной плотности шума $G_{\text{ш}}$ (мощности шума в полосе 1 гц), пересчитанное ко входу приемника.

Кроме понятия энергетического потенциала, используется также понятие энергетического отношения в радиолинии. Его величина Q_E равна отношению энергии сигнала E_c к спектральной плотности шума на входе приемника и связана с энергетическим потенциалом равенством

$$Q_E = \frac{E_c}{G_{\text{ш}}} = \frac{P_c T}{G_{\text{ш}}} = QT, \quad (2.4.15)$$

где T — время, в течение которого производится накопление сигнала.

Величина энергетического потенциала (энергетического отношения) определяет возможности радиолиний в части обеспечения точности измерений параметров движения, пропускной способности радиолиний и вероятности ошибки при приеме информации. Следует отметить, что понятие энергетического потенциала широко используется и при расчетах радиолиний систем управления снарядами. Поскольку радиолинии таких систем и радиолинии комплексов КА работают в пределах прямой геометрической видимости, то рассматриваемые далее методы расчета, в основном, остаются справедливыми для обоих случаев.

Величина энергетического потенциала определяется мощностью сигнала и спектральной плотностью шума на входе приемного устройства. Если космические радиолинии выполнены совмещенными, то возникает задача распределения полной мощности (энергии) сигнала между отдельными радиолиниями в соответствии с их назначением. Наилучшим решением этой задачи было бы использование всей энергии для одновременного измерения параметров движения и передачи информации, однако практическая реализация такого решения встречает технические трудности.

В КИК преимущественное распространение получили радиолинии с непрерывным излучением. Это объясняется тем, что в них можно обеспечить больший по сравнению с импульсными радиолиниями энер-

гетический потенциал (за счет эффективного использования средней мощности передающих устройств) при меньших потребляемой энергии, весе и габаритах передающих устройств. Кроме того, при непрерывном излучении легче совмещать передачу информации с высокоточными измерениями параметров движения.

Мощность сигнала на входе приемника радиолинии, работающей в пределах прямой геометрической видимости, находится по формуле

$$P_c = \frac{P_{\text{прд}} D_{\text{прд}} S_{\text{прм}} \xi}{4\pi R^2}, \quad (2.4.16a)$$

где $P_{\text{прд}}$ — мощность передающего устройства; $D_{\text{прд}}$ — коэффициент усиления передающей антенны; $S_{\text{прм}}$ — эффективная площадь приемной антенны; ξ — коэффициент, учитывающий дополнительное ослабление сигнала в радиолинии ($\xi < 1$); R — расстояние между передающей и приемной антеннами.

Коэффициент усиления антенны D связан с ее эффективной площадью S равенством

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S, \quad (2.4.17)$$

где λ — длина рабочей волны.

Это позволяет представить формулу (2.4.16 а) в следующих видах:

$$P_c = \frac{P_{\text{прд}} D_{\text{прд}} D_{\text{прм}} \xi}{(4\pi R)^2} \lambda^2, \quad (2.4.16б)$$

$$P_c = \frac{P_{\text{прд}} S_{\text{прд}} S_{\text{прм}} \xi}{R^2} \frac{1}{\lambda^2}. \quad (2.4.16в)$$

Из приведенных выражений следует, что зависимости принятой мощности сигнала от длины волны будут различными в соответствии с тем, что является фиксированным: эффективные площади или усиления антенн. Параболические, рупорные и многие другие антенны СВЧ относятся к классу антенн с фиксированной площадью (апертурой). Чем короче длина волны, тем выше их усиление. Полуволновый вибратор, штыревые и другие антенны дипольного типа, а также всенаправленные антенны имеют фиксированное усиление, величина которого не зависит от λ . Так для идеальной всенаправленной антенны $D = 1$.

На рис. 2.19 приведены возможные комбинации приемных и передающих антенн, имеющих фиксированную площадь S и фиксированное усиление D . В первом случае (рис. 2.19, а) мощность сигнала на входе приемника не зависит от длины волны, во втором (рис. 2.19, б) — увеличивается с ростом длины волны и, наконец, в третьем (рис. 2.19, в) уменьшается с увеличением длины волны.

В КИК наземные антенны обычно имеют фиксированную площадь, хотя в радиокомплексах ближнего космоса иногда используются и штыревые антенны. Бортовые антенны КА бывают как с фиксированной

площадью (остронаправленные), так и фиксированным усилением (всенаправленные). Последние широко применяются в КИК ближнего и среднего космоса. Они не требуют ориентации во время сеанса связи и могут использоваться в аварийных ситуациях.

Расчет P_c удобнее выполнять в децибелах. Тогда формула (2.4.16 а) запишется в виде

$$P'_c = P'_{\text{прд}} + D'_{\text{прд}} + S'_{\text{прм}} - L_0 + L_{\text{д}}, \quad (2.4.18)$$

где P'_c и $P'_{\text{прд}}$ — принимаемая и излучаемая мощности сигнала, в $\text{дб} \cdot \text{вт}$, т. е. отнесенные к уровню мощности 1 вт ; $D'_{\text{прд}}$ — коэффициент усиления, дб ; $S'_{\text{прм}}$ — эффективная площадь, $\text{дб} \cdot \text{м}^2$; $L_0 = 10 \times \lg 4\pi R^2$ — ослабление сигнала в свободном пространстве, $\text{дб} \cdot \text{м}^2$; $L_{\text{д}} = 10 \lg \xi$ — дополнительные потери сигнала в радиолинии, дб .

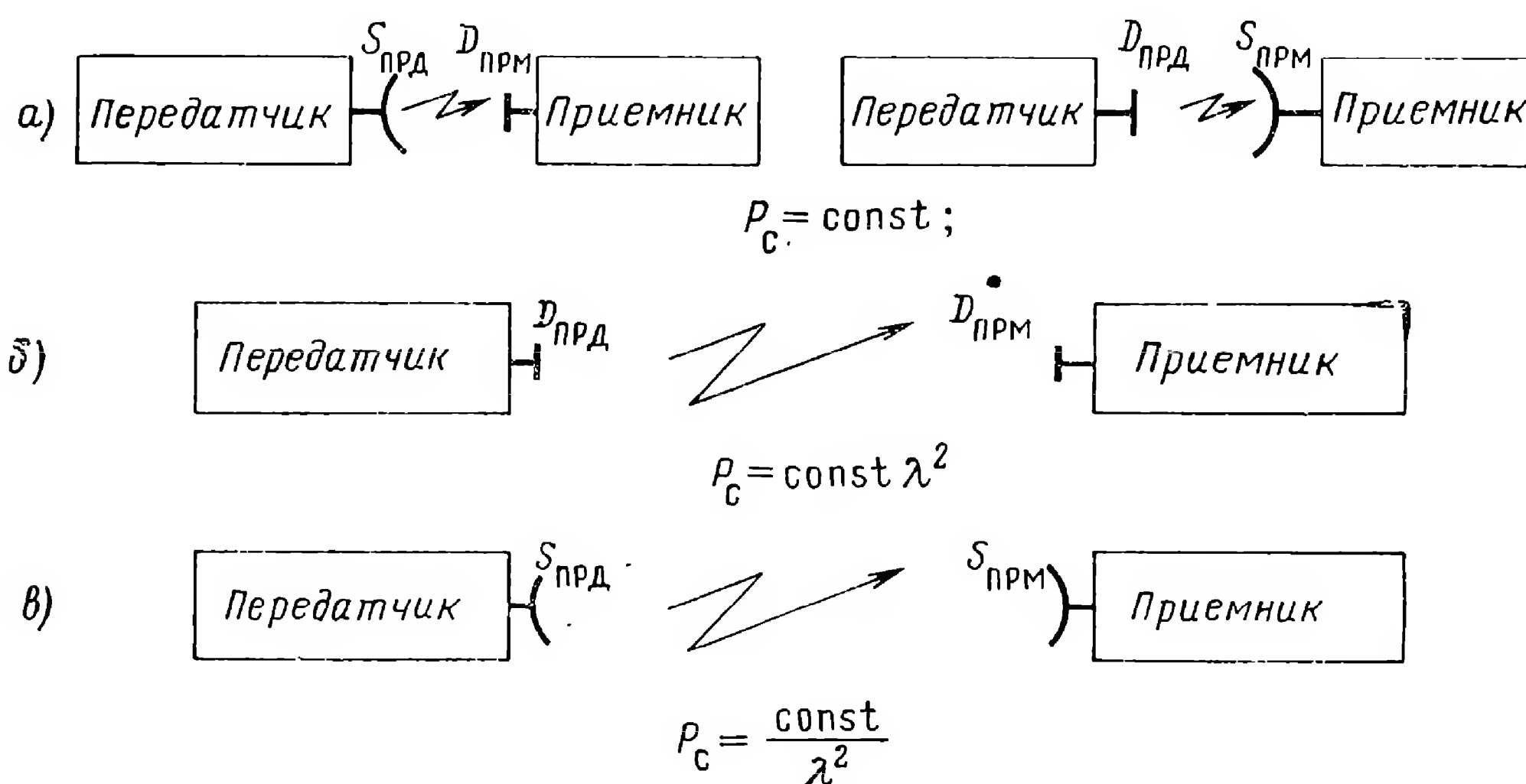


Рис. 2.19. Зависимость мощности принимаемого сигнала от типа антенн.

Ослабление сигнала в свободном пространстве, обусловленное рассеиванием энергии радиоволны, составляет основные потери в радиолиниях. При связи КИП с ИСЗ, удаленными на $200 \div 50\,000 \text{ км}$, $L_0 = 117 \div 165 \text{ дб} \cdot \text{м}^2$; при связи с КА, находящимся в районе Луны, $L_0 = 183 \text{ дб} \cdot \text{м}^2$; при связи с КА, находящимися в районе Венеры или Марса, $L_0 \approx 220 \div 245 \text{ дб} \cdot \text{м}^2$, а при полете за пределы Солнечной системы к звезде Альфа Центавра $L_0 \approx 345 \text{ дб} \cdot \text{м}^2$.

Дополнительные потери в децибелах мощности сигнала в радиолинии, соответствующие множителю ξ в формулах (2.4.16), равны сумме

$$L_{\text{д}} = L_{\text{АФУ}} + L_{\text{нав}} + L_{\text{атм}} + L_{\text{пол}}, \quad (2.4.19)$$

где $L_{\text{АФУ}}$ — потери в передающих и приемных антенно-фидерных устройствах; $L_{\text{нав}}$ — потери из-за неточности наведения приемной и передающей антенн; $L_{\text{атм}}$ — потери при распространении сигнала в атмосфере; $L_{\text{пол}}$ — потери при поляризации радиоволн.

Потери $L_{\text{АФУ}}$ определяются коэффициентом передачи антенно-фидерного тракта радиолинии $\xi_{\text{АФУ}}$ ($\xi_{\text{АФУ}} < 1$) и зависят от длины

и конструкции этого тракта, а также материала, из которого выполнен тракт,

$$L_{\text{АФУ}} = 10 \lg \xi_{\text{АФУ}}. \quad (2.4.20)$$

Потери $L_{\text{нав}}$ обусловлены ошибками наведения антенны. На рис. 2.20 приведена нормированная диаграмма направленности антенны $D(\psi)/D(\psi=0)$, максимум которой смещен на угол ψ от линии визирования. Для параболических антенн, наиболее часто применяемых в КИК, форма диаграммы направленности (главного лепестка) приближенно описывается выражением [35]

$$D(\psi) = 2 \frac{J_1\left(\frac{d}{\lambda} \sin \psi\right)}{\frac{d}{\lambda} \sin \psi}, \quad (2.4.21)$$

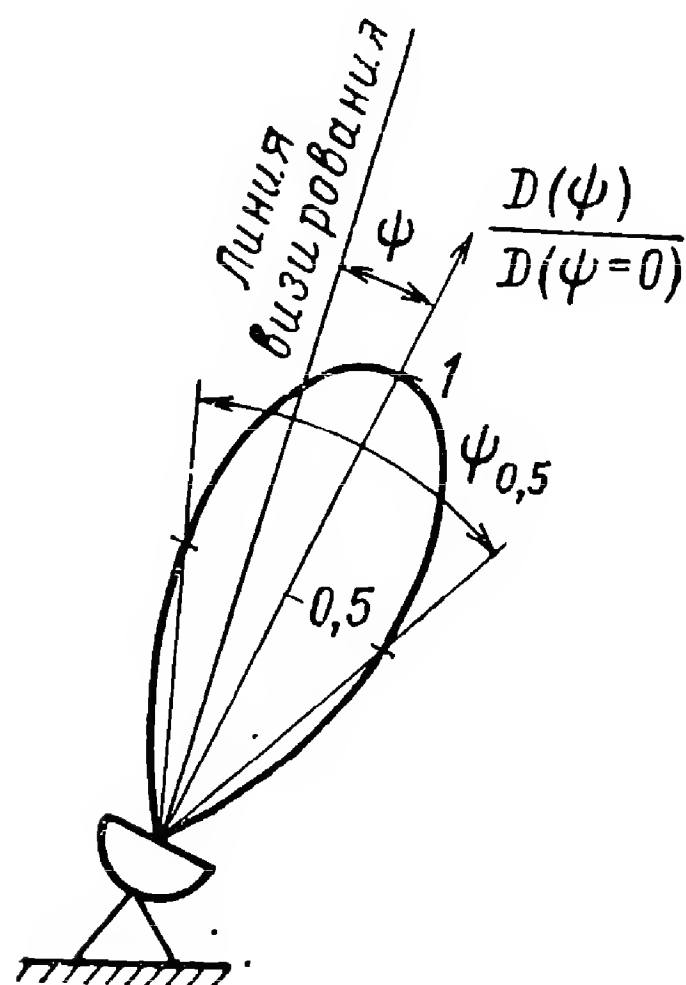


Рис. 2.20. К определению ошибки наведения антенны.

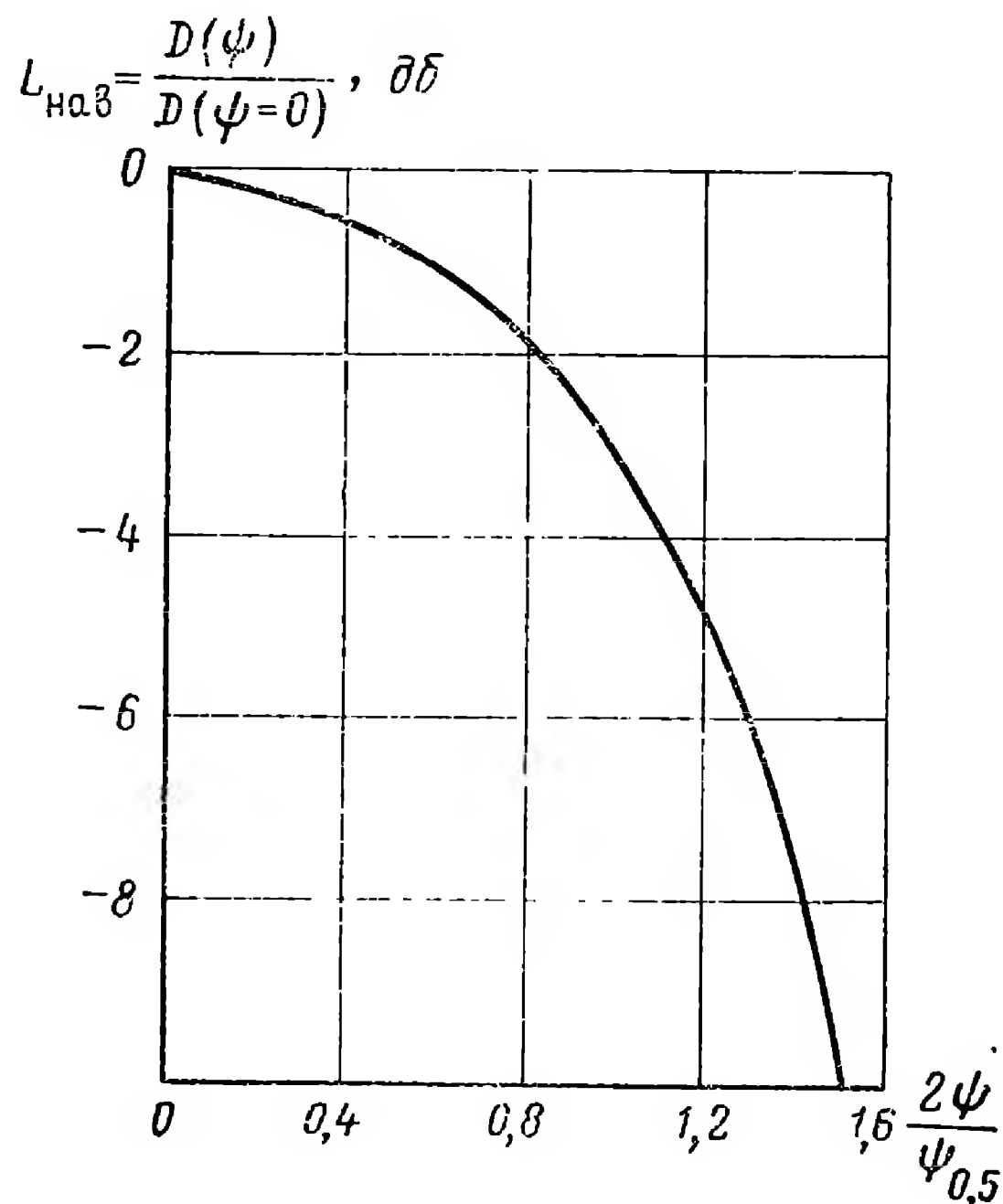


Рис. 2.21. Зависимость ослабления сигнала от ошибки наведения антенны.

где d — диаметр раскрыва зеркала антенны; λ — длина рабочей волны; $J_1(x)$ — функция Бесселя первого рода от действительного аргумента.

На рис. 2.21 приведена зависимость потерь сигнала $L_{\text{нав}}$ (в децибеллах) от отношения $2\psi/\psi_{0,5}$, полученная с помощью формулы (2.4.21). Здесь $\psi_{0,5}$ — ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности. Для главных лепестков диаграммы направленности, не превышающих 30° , справедливо выражение [35]

$$\psi_{0,5} \approx 70 \frac{\lambda}{d}. \quad (2.4.22)$$

Потери $L_{\text{нав}}$ нужно учитывать при передаче и приеме сигналов антеннами, установленными как на борту КА, так и на Земле. Величина $L_{\text{нав}}$ для бортовых остронаправленных антенн определяется точностью ориентации КА и обычно не превышает 1 дБ [29]. Для наземных антенн $L_{\text{нав}}$ существенно зависит от используемого метода наведения антенн. При наведении антенн по программе обычно требуется выполнение условия $\psi \leq \psi_{0,5}$, при котором максимальная

величина потерь не превышает 3 дБ. Системы автосопровождения могут обеспечить лучшую точность и позволяют свести потери, связанные с наведением антенн, к десятым долям децибелла.

Потери при распространении сигнала в атмосфере $L_{\text{атм}}$ обусловлены тропосферным и ионосферным ослаблениями и затуханием сигнала в конденсированном водяном паре (облаках, тумане) и осадках. Величины ионосферного и тропосферного ослабления определяются по графикам рис. 2.22 [29]. На этом рисунке показано ослабление энергии радиоволн, приходящееся на километр пути радиосигнала, связанное с дождями интенсивностью 16 мм/час (кривая *a*), 4 мм/час (кривая *b*), 1 мм/час (кривая *c*) и 0,25 мм/час (кривая *d*) и туманами с плотностями 2,3 г/м³ (кривая *e*), 0,32 г/м³ (кривая *f*) и 0,032 г/м³ (кривая *g*). Ослабление сигнала в снеге является менее сильным. Длина пути радиосигнала в осадках зависит от размеров зоны осадков и от угла места θ и может достигать 30 км при малых θ .

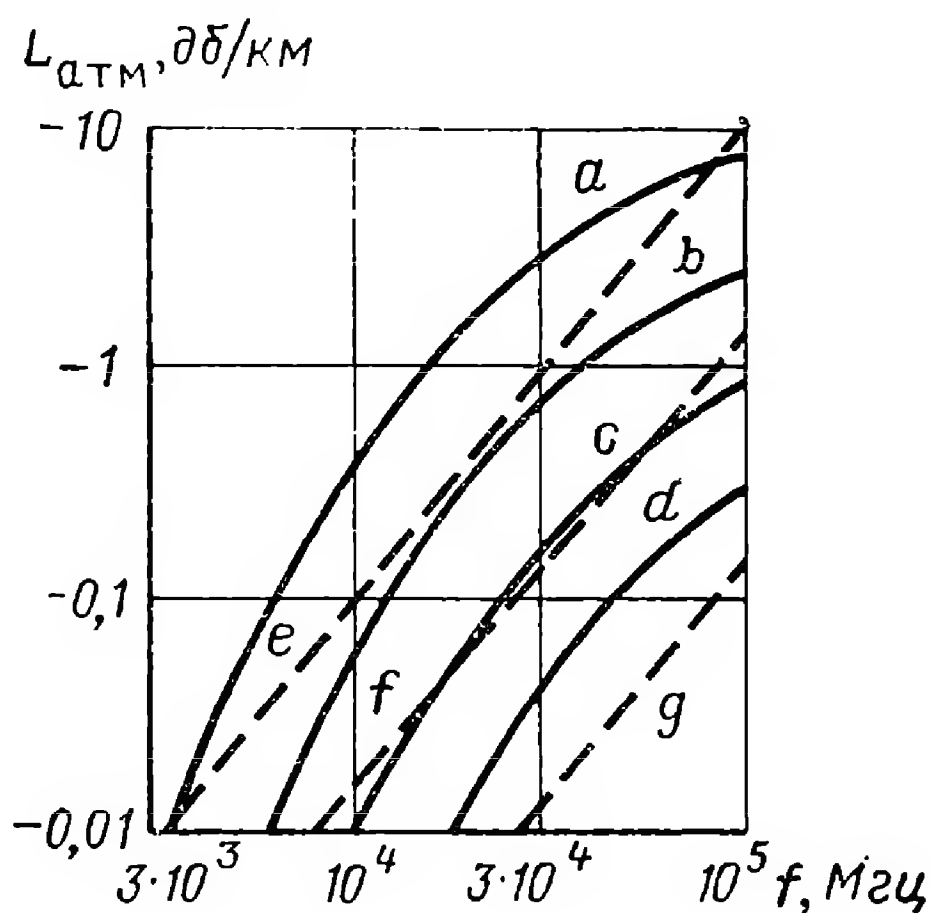


Рис. 2.22. Ослабление радиоволн в дожде и тумане.

Поляризационные потери $L_{\text{пол}}$ возникают из-за того, что поляризации приходящей волны и приемной антенны не совпадают (рис. 2.23). Величина потерь рассчитывается по формуле [32]

$$L_{\text{пол}} = 10 \lg \xi_{\text{пол}}, \quad (2.4.23)$$

где

$$\xi_{\text{пол}} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{4e_1 e_2}{(1+e_1^2)(1+e_2^2)} + \frac{(1-e_1^2)(1-e_2^2)}{(1+e_1^2)(1+e_2^2)} \cos 2\alpha \right];$$

α — угол между большими осями эллипсов поляризации приемной антенны и приходящей волны; e_1 и e_2 — эксцентриситеты соответствующих эллипсов поляризации; знак эксцентриситета e зависит от направления поляризации: правая поляризация считается положительной, левая — отрицательной.

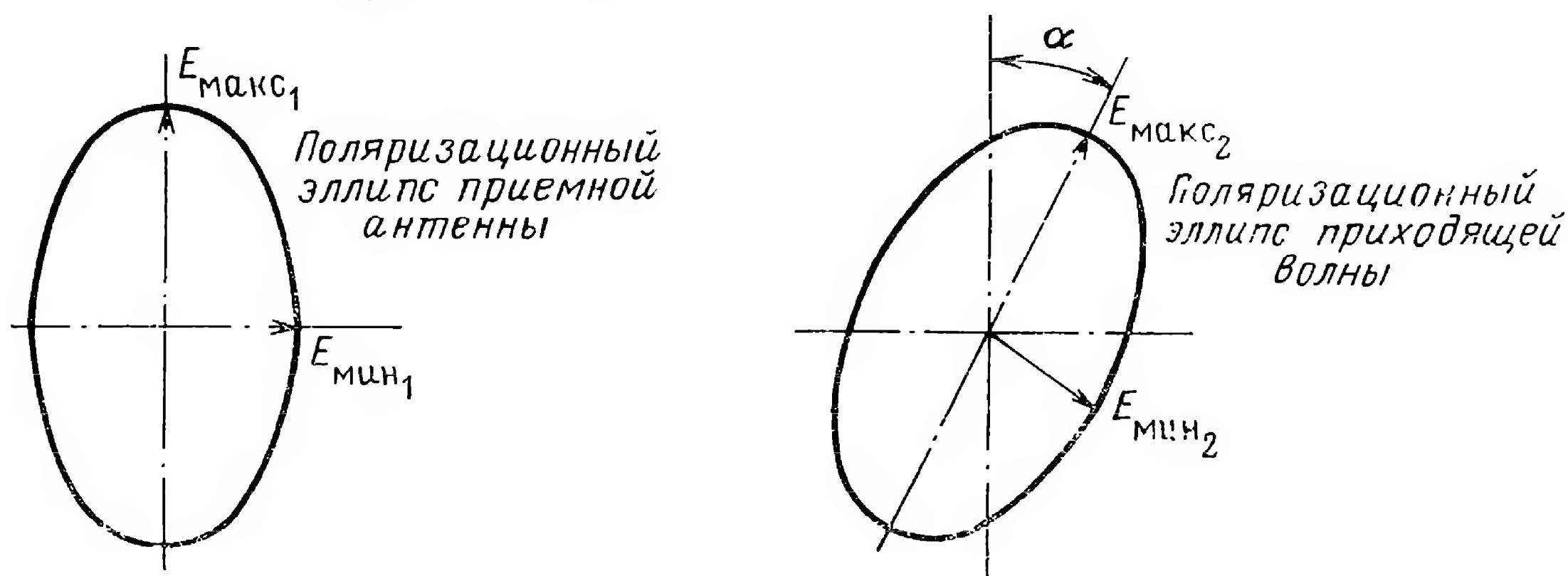


Рис. 2.23. К определению поляризационных потерь радиосигнала.

Из формулы (2.4.23), в частности, следует, что при приеме на антенну с линейной поляризацией волны с круговой поляризацией теряется половина мощности: при $e_1 = 0$ и $e_2 = 1$ получаем $\xi_{\text{пол}} = 1/2$ и $L_{\text{пол}} = -3$ дб. Если же, например, антенна рассчитана на горизонтальную, а приходящая волна имеет вертикальную поляризацию, то сигнал вообще не будет принят: для $e_1 = e_2 = 0$ и $\alpha = 90^\circ$ имеем $\xi_{\text{пол}} = 0$. Такой же результат будет при приеме на антенну с правой поляризацией волны с левой поляризацией: при $e_1 = 1$ и $e_2 = -1$ получаем $\xi_{\text{пол}} = 0$.

Вращение плоскости поляризации, а значит и угла α в космических радиополосах, в основном, определяется движением КА, в результате которого изменяется взаимная ориентация бортовых и наземных антенн. Особенно это проявляется при работе с неориентированными КА. В этом случае лучше всего делать на борту и Земле антенны с круговой (естественно, одинаково направленной) поляризацией. Однако антенны с круговой поляризацией и широкой диаграммой направленности (свыше 100°) трудно осуществимы [32]. При рассмотрении поляризационных потерь следует также учитывать вращение плоскости поляризации волны при прохождении через ионосферу. Это явление называется эффектом Фарадея. На частотах выше 2000 МГц влияние эффекта Фарадея незначительно [31].

В некоторых случаях, кроме рассмотренных выше, нужно учитывать и другие потери, не входящие в формулу (2.4.19). Так например, для защиты антенн КИК от ветра и осадков применяют радиопрозрачные обтекатели, которые вносят дополнительные потери. Величина этих потерь зависит от материала, из которого сделан обтекатель, и метеорологических условий [31].

Для компенсации потерь в радиополосе и обеспечения заданного уровня P_c нужно увеличивать мощность передатчика и коэффициент усиления антенн. Ограничений выходной мощности наземных передающих устройств, вообще говоря, не существует, так как излучение любой мощности может быть получено параллельным включением ряда передатчиков. Практически же верхний предел мощности наземного передатчика определяется мощностями имеющихся в данном диапазоне частот электровакуумных приборов, электрической прочностью АФУ и экономическими факторами. Верхний предел мощности бортовых передатчиков определяется, главным образом, допустимым весом аппаратуры и мощностью бортовых источников питания. Он оказывается на три-четыре порядка меньше, чем для наземных передатчиков. В результате значение P_c в радиополосе Земля—Борт в $10^3 \div 10^4$ раз больше, чем в радиополосе Борт—Земля.

В КИК ближнего космоса обычно достаточно небольших наземных антенн с диаметром зеркала, не превышающим нескольких метров. Такие антенны имеют широкую диаграмму направленности, относительно просты и дешевы. В КИК дальнего космоса применяют большие антенны с диаметром зеркала до нескольких десятков метров. Большие антенны имеют узкую диаграмму направленности и требуют высокой точности наведения. Их изготовление сложно и дорого. Поэтому в КИК дальнего космоса стремятся использовать общую антенну

для траекторных измерений и для приема и передачи всей информации.

На выбор типа и размеров бортовых антенн решающее влияние оказывает компромисс между необходимой величиной коэффициента усиления и допустимой шириной диаграммы направленности антенны. В радиолиниях ближнего космоса достаточно небольшое усиление. Здесь часто оказывается выгодным отказаться от ориентации КА и использовать всенаправленные бортовые антенны, обеспечивающие прием и передачу сигналов во всем пространственном угле. В радиолиниях дальнего космоса требуется максимальное усиление. Увеличение усиления приводит к уменьшению ширины главного лепестка диаграммы направленности. Минимально допустимая ширина диаграммы определяется точностью пространственной ориентации КА: она должна, по крайней мере, в 10 раз превышать величину возможных отклонений КА относительно стабилизированного положения. В противном случае потери сигнала, вызванные ошибкой наведения бортовой антенны $L_{нав}$, превысят 1 дБ.

Уровень шумов на входе приемного устройства определяется собственными шумами приемника и шумами, поступающими из антенно-фидерного тракта. Последние состоят из шумов антенно-фидерного тракта и внешних шумов, принятых антенной. К внешним относятся: космические шумы, шумы атмосферы, шумы земного покрова и индустриальные помехи.

Мощность $P_{ш}$ и спектральная плотность шума $G_{ш}$, приведенные ко входу приемника с эквивалентной шумовой полосой Δf_{Σ} , связаны соотношением

$$P_{ш} = G_{ш} \Delta f_{\Sigma} = k T_{ш\Sigma} \Delta f_{\Sigma}, \quad (2.4.24)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; $T_{ш\Sigma}$ — суммарная температура шума, К.

Собственные шумы приемников $T_{шп}$ зависят от входного устройства. В радиолиниях ближнего космоса в качестве входных устройств наземных приемников используются простые и дешевые усилители, например, на туннельных диодах, высокочастотных транзисторах и т. д. Они имеют шумовую температуру порядка $500 \div 2500$ К. В наземных приемниках радиолиний среднего и дальнего космоса наибольшее распространение получили более сложные малошумящие усилители: параметрические и молекулярные. Неохлаждаемые параметрические усилители имеют $T_{шп} = 200 \div 400$ К, а охлаждаемые жидким азотом — $40 \div 100$ К. Наиболее низкую температуру шума, равную $10 \div 40$ К, а в лучших случаях $2 \div 4$ К, обеспечивают молекулярные усилители, охлаждаемые жидким гелием. В бортовых приемниках не стремятся к получению очень низких $T_{шп}$. Это связано, во-первых, с нежеланием усложнять аппаратуру и увеличивать ее вес и габариты и, во-вторых, с большей мощностью принимаемого сигнала в радиолинии Земля—Борт.

Шумы, поступающие из антенно-фидерного тракта, следует учитывать только для чувствительных приемников, у которых они сравнимы с собственными шумами. Поэтому в бортовых приемниках их часто можно не учитывать.

Омические потери в антенно-фидерном тракте приводят не только к ослаблению сигнала, но и к возникновению тепловых ради шумов. Их температура $T_{\text{АФУ}}$ связана с коэффициентом передачи тракта соотношением

$$T_{\text{АФУ}} = (1 - \xi_{\text{АФУ}}) T_0, \quad (2.4.25)$$

где T_0 — температура фидера, равная при нормальных условиях 290 К.

Для получения малой величины $T_{\text{АФУ}}$ нужно иметь возможно короткий фидер, соединяющий антенну с приемником, и избегать вращающихся соединений. Это достигается применением специальных антенн и размещением входных усилителей непосредственно у облуча-

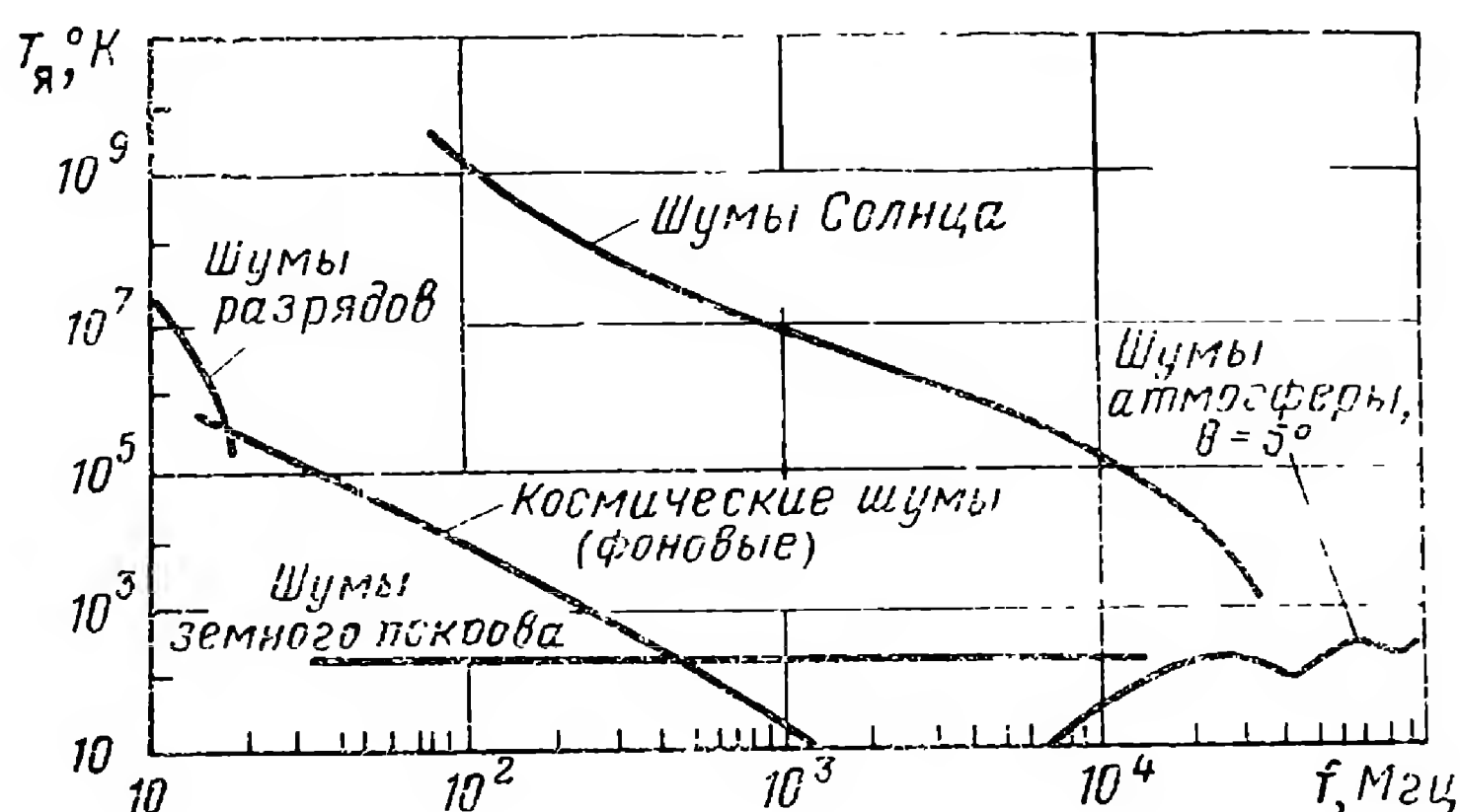


Рис. 2.24. Яркостная температура внешних ради шумов.

теля. Так при использовании двухзеркальных антенн получают $T_{\text{АФУ}} \approx 3,5 \div 7$ К, что соответствует $\xi_{\text{АФУ}} \approx 0,985 \div 0,97$ ($L_{\text{АФУ}} \approx 0,05 \div 0,1$ дБ) [24].

Чтобы определить температуру принятых антенной шумов T_a , нужно знать зависимости от пространственных координат θ и $\psi_{\text{аз}}$ диаграммы направленности антенны $F(\theta, \psi_{\text{аз}})$ и яркостной температуры окружающих антенну источников радиоизлучения $T_{\text{я}}(\theta, \psi_{\text{аз}})$. Антенна принимает радиоизлучения не только главным, но также боковыми и задними лепестками, т. е. со всех направлений в телесном угле $\Phi = 4\pi$ стерадиан. Поэтому

$$T_a = \frac{D}{4\pi} \int_{4\pi} T_{\text{я}}(\theta, \psi_{\text{аз}}) F(\theta, \psi_{\text{аз}}) d\Phi, \quad (2.4.26)$$

где D — коэффициент усиления антенны.

Яркостная температура основных источников ради шумов на различных частотах приведена на рис. 2.24 [29].

Антенны наземных пунктов по главному и боковым лепесткам принимают из верхней полусферы космические шумы и шумы атмосферы, а также шумы, создаваемые радиопрозрачными укрытиями, если последние применяются для защиты антенн. Космические шумы состоят из непрерывного (фоновое) излучения и излучения дискретных источников, среди которых наиболее мощным является Солнце. Шумы

атмосферы появляются в результате электростатических разрядов и вследствие поглощения и последующего излучения энергии молекулами кислорода и водяного пара. При малых углах места θ интенсивность шумов атмосферы максимальна. Она уменьшается примерно на порядок при увеличении θ от нуля до 10° и от 10° до 90° . Из нижней полусферы по боковым и задним лепесткам диаграммы антенны наземных пунктов принимают шумы земного покрова. Хорошие антенны имеют малый уровень этих лепестков, а поэтому в них влияние шумов земного покрова на T_a обычно невелико. Однако оно резко возрастает при малых углах θ , когда края главного лепестка диаграммы оказываются направленными на поверхность Земли. Если главный лепесток диаграммы не захватывает излучения мощных дискретных источников и направлен под большим углом к горизонту, то величина $T_a \approx 10 \div 20$ К.

Индустриальные помехи являются нежелательным побочным продуктом работы разнообразной электроаппаратуры и имеют место в диапазоне частот от 1000 гц до 1000 Мгц. Максимальная интенсивность их в промышленных районах на несколько порядков выше величины космических шумов. Влияние их ослабляют разумным выбором места наземных пунктов и тщательным экранированием аппаратуры.

В табл. 2.2 указаны некоторые характеристики типичных радиолиний ближнего, среднего и дальнего космоса.

Таблица 2.2

Параметры радиолинии	Низколетящий ИСЗ	КА на лунной орбите	КА на орбите Марса
Дальность, км	$10^3 \div 10^4$	$4 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^8$
Частота, Мгц	200	$2,3 \cdot 10^3$	$2,3 \cdot 10^3$
Наземная антенна диаметр, м усиление, дБ ширина луча	5 18 21°	26 50 $21'$	64 60 $7'$
Бортовая антенна площадь, м ² ширина луча	0,18 всенаправ- ленная	3,5 3°	25 $1,2^\circ$
Шумовая температура наземной системы, К	1000	125	25
Мощность наземного передатчика, кВт	$1 \div 3$	10	100
Мощность бортового передатчика, Вт	$0,1 \div 10$	20	150

4. Вхождение в связь и слежение за сигналом

В работе любых радиолиний различают два режима: вхождение в связь и выделение информации. Для первого режима характерны поиск и захват сигнала, а для второго — слежение за сигналом.

При приеме сигналов с КА ось диаграммы направленности наземной антенны должна быть совмещена с направлением на КА, что предполагает обнаружение КА по двум сферическим угловым координатам, например, азимуту и углу места. Так как приемник является избирательной системой и должен быть настроен на определенную частоту, возникает задача обнаружения частоты приходящего сигнала. При когерентном приеме и при измерении дальности до КА требуется также обнаружение фазы (запаздывания) принимаемого сигнала.

Рассмотрим функциональную схему наземной части совмещенной радиолинии КИК (рис. 2.25). Принятый антенной от КА радиосигнал поступает в приемник, выполняемый для повышения чувствительности и избирательности по схеме с двойным преобразованием частоты. В совмещенных радиолиниях принятый сигнал представляет собой, как правило, несущее колебание, промодулированное по фазе поднесущими частотами каналов дальности, телеметрии и проверочного канала командной радиолинии. Выделенное несущее колебание используется для измерения радиальной скорости движения КА, а также подается на синхронный демодулятор принятого сигнала в качестве опорного колебания. Гетеродинные частоты $f_{г1}$ и $f_{г2}$, а также частота запросного сигнала f_z , поступающая в передатчик, формируются в синтезаторе точных частот из высокостабильной частоты эталонного генератора $f_{эт}$. Для ускорения процесса обнаружения сигнала КА по угловым координатам в систему наведения антенн вводят целеуказания, рассчитанные по априорным данным. Целеуказания содержат информацию об ожидаемом в данный момент времени направлении на КА. В зависимости от ширины диаграммы направленности и точности целеуказаний в системе наведения антенн используют либо программное наведение, либо автосопровождение. Принципы автосопровождения и поиска сигнала по угловым координатам, используемые в КИК, подобны тем, которые применяются в радиолокации [13].

Относительно низкие энергетические потенциалы и большие диапазоны изменения доплеровской частоты привели к широкому применению в космических радиолиниях следящих систем, в которых главным образом используются системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП). Такие системы обеспечивают узкополосную фильтрацию принимаемого сигнала и позволяют реализовать наиболее помехоустойчивые синхронные методы демодуляции.

Как правило, индекс модуляции в радиолиниях КИК выбирают таким, чтобы значительную часть (до 50%) мощности оставить на несущем колебании. Наличие в спектре принимаемого сигнала четко выраженного несущего колебания облегчает быстрое вхождение систем ФАП в синхронизм, позволяет наиболее просто измерять радиальную скорость, углы и угловые скорости движения КА, а также осуществлять наведение и автосопровождение антенн.

Поиск сигнала по частоте в канале выделения несущего колебания необходим тогда, когда эквивалентная шумовая полоса канала Δf_s (при наличии следящих фильтров — полоса захвата) меньше возмож-

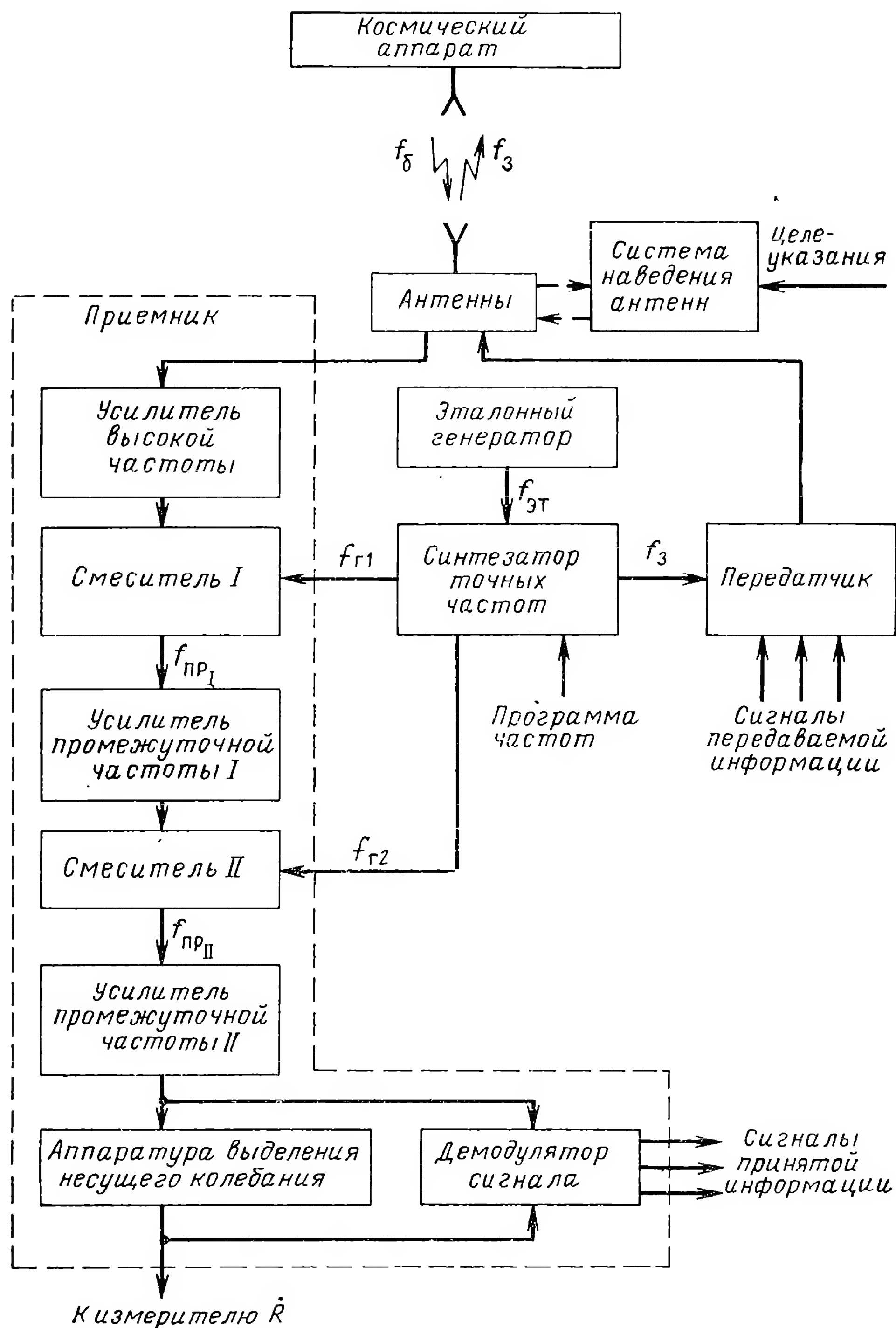


Рис. 2.25. Функциональная схема наземной части совмещенной радиолинии КИК.

ного диапазона изменения несущей частоты Δf . Диапазон изменения Δf складывается из доплеровского смещения и уходов частоты из-за нестабильности задающих генераторов.

В настоящее время наибольшее применение получил последовательный поиск. При последовательном поиске с помощью некоторого фильтра «просматривается» весь диапазон Δf . При этом не имеет значения, перестраивается частота принимаемого сигнала или частота настройки фильтра.

Предположим, что для поиска используется фильтр с эквивалентной шумовой полосой $\Delta f_{\text{э}}$. Скорость «просмотра» диапазона должна быть такой, чтобы за время пребывания сигнала в полосе фильтра на выходе последнего установился сигнал с необходимой амплитудой. Если отношение сигнал/шум в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ порядка 10 дБ и более, то время установления сигнала $T \approx \frac{1}{\Delta f_{\text{э}}}$. В этом случае для ориентировочной оценки времени поиска сигнала по частоте имеем выражение

$$T_{\text{пск}} = T \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{э}}} \approx \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{э}}^2}. \quad (2.4.27)$$

Эквивалентная шумовая полоса системы ФАП канала выделения несущего колебания $\Delta f_{\text{э}}$ в значительной степени определяет чувствительность приемника. Чем меньше $\Delta f_{\text{э}}$, тем легче обеспечить пороговое отношение сигнал/шум, т. е. минимальное отношение $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}} = P_{\text{с}}/G_{\text{ш}}\Delta f_{\text{э}}$, при котором вероятностью срыва синхронизма в следящей системе можно пренебречь.

Срыв синхронизма в системе ФАП связан с так называемыми «перескоками фазы». «Перескоки фазы» возникают в тех случаях, когда мгновенное значение фазовых флуктуаций превышает 90° . Считается [46], что отношение сигнал/шум в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ должно превышать 9 дБ.

При уменьшении $\Delta f_{\text{э}}$ ухудшается точность отслеживания системой ФАП изменений частоты входного сигнала и нестабильностей гетеродина, т. е. возрастают динамические ошибки слежения. Динамические ошибки зависят также от астатизма следящей системы и от закона изменения отслеживаемой частоты. Обычно применяют системы ФАП с астатизмом второго порядка, приближенно реализуемым с помощью пропорционально-интегрирующего фильтра. При этом основное значение имеет первая производная изменяющейся частоты, а влияние высших производных существенно меньше. В рассматриваемом случае минимально допустимая полоса $\Delta f_{\text{э}}$ может быть определена по следующей формуле [85]

$$\Delta f_{\text{э мин}} \simeq 10 \sqrt{\frac{\dot{f}_{\text{макс}}}{\Delta \Phi_{\text{доп}}}}. \quad (2.4.28)$$

Здесь $\dot{f}_{\text{макс}}$ — максимальная скорость изменения частоты на входе системы ФАП; $\Delta \Phi_{\text{доп}}$ — допустимая динамическая ошибка по фазе. Обычно $\Delta \Phi_{\text{доп}} \approx 20 \div 30^\circ$.

При низком энергетическом потенциале радиолинии $Q = P_{\text{с}}/G_{\text{ш}}$ необходимая полоса $\Delta f_{\text{э}}$ оказывается очень узкой (до единиц герц и меньше в радиолиниях дальнего космоса), а время поиска — недопустимо большим. В таких случаях можно применять параллельный

поиск, т. е. использовать несколько фильтров, одновременно «просматривающих» разные участки частотного диапазона. Существенное уменьшение времени поиска при сохранении узкой полосы пропускания системы обеспечивается введением в синтезатор точных частот (СТЧ) программы, учитывающей ожидаемую величину доплеровского смещения (рис. 2.25).

Предположим, что КА удаляется от КИП с радиальной скоростью $\dot{R}(t)$, а бортовой приемник настроен на фиксированную частоту f_1 . Доплеровское смещение принимаемой на борту КА частоты можно скомпенсировать увеличением излучаемой наземным передатчиком частоты на величину, равную $(\dot{R}(t)/c) f_1$, т. е. излучать сигнал с частотой

$$f_3(t) \approx f_1 + \frac{\dot{R}(t)}{c} f_1. \quad (2.4.29)$$

Действительно, в этом случае приходящий на борт сигнал будет иметь постоянную частоту, равную f_1 . Предположим, также, что с борта излучается сигнал с частотой f_6 , а усилитель промежуточной частоты (УПЧ-1) наземного приемного устройства настроен на $f_{\text{пр1}} = f_6 - f_{\text{г0}}$. Синтезатор точных частот используется в качестве гетеродина, и частота его $f_{\text{г1}}$ подается на стоящий перед УПЧ смеситель. Если

$$f_{\text{г1}}(t) = f_{\text{г0}} - \frac{\dot{R}(t)}{c} f_6, \quad (2.4.30)$$

то доплеровское смещение принимаемого на Земле сигнала будет устранено и на вход УПЧ-1 будет поступать сигнал с постоянной частотой $f_{\text{пр1}}$.

Применение в синтезаторе программы частот позволяет значительно (до двух порядков) уменьшить диапазон частотного поиска. В этих условиях диапазон поиска будет определяться погрешностью компенсации доплеровского смещения и уходами частоты в результате нестабильности эталонных генераторов.

При синхронной демодуляции сигнала и при измерении параметров движения КА существенна величина фазовых флюктуаций на выходе следящей системы ФАП. При отношении сигнал/шум больше $7 \div 9$ дБ в эквивалентной шумовой полосе $\Delta f_{\text{ш}}$ можно фазовые флюктуации считать распределенными по нормальному закону и находить их дисперсию по следующей приближенной формуле [39]

$$\sigma_{\varphi}^2 \approx \frac{G_{\text{ш}} \Delta f_{\text{ш}}}{2P_{\text{с}}} = \frac{\Delta f_{\text{ш}}}{2Q}, \quad (2.4.31)$$

где Q — энергетический потенциал радиолинии.

Отметим, что формула (2.4.31) верна и для обычного неперестраиваемого по частоте фильтра.

1. Обработка траекторной информации в КИК

Как было показано ранее (§ 2.2), для расчета траектории движения КА, когда возмущающие полет силы равны нулю или точно известны, достаточно определить шесть начальных условий, например значения $x_0, y_0, z_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0, \dot{z}_0$ в геоцентрической системе координат для некоторого момента t_0 . Однако непосредственно с помощью радиотехнических систем эти значения получить нельзя, и поэтому фактически измеряют другие величины, которые называются **навигационными параметрами движения**. Навигационные параметры определяются в системе координат, связанной при автономном управлении с КА, а при неавтономном управлении — с измерительным пунктом (ИП), т. е. в топоцентрической системе (рис. 2.6).

Так, на этапе сближения при стыковке КА навигационные параметры определяются в измерительной системе координат, связанной, например, с корпусом активного КА. С помощью радиовизира цели устанавливается направление линии визирования и находятся угловые скорости движения. Радиотехнические системы используются также для определения дальности между космическими аппаратами и ее производной — относительной скорости их сближения.

При проведении траекторных измерений на измерительном пункте с помощью радиосистем определяют топоцентрические координаты КА: радиальную дальность R , азимут $\psi_{аз}$ и угол места θ (см. рис. 2.6), а также их производные по времени $\dot{R}, \dot{\psi}_{аз}$ и $\dot{\theta}$. Вместо азимута и угла места часто измеряют направляющие косинусы линии визирования КА, а также их временные производные. Наряду с измерением указанных параметров иногда оказывается целесообразным контролировать суммы или разности расстояний от КА до нескольких фиксированных точек, расположенных известным образом на поверхности Земли или разности пеленгов на эти точки.

Навигационные параметры связаны с начальными условиями определенными математическими зависимостями. Поэтому для расчета невозмущенной траектории КА достаточно иметь результаты измерений шести независимых навигационных параметров в один и тот же момент времени. Если с одного наземного пункта осуществляются однократные измерения, то такими параметрами будут, например, $R, \psi_{аз}, \theta, \dot{R}, \dot{\psi}_{аз}, \dot{\theta}$. При использовании нескольких пунктов можно измерять не все шесть параметров, а лишь некоторые из них. Так, необходимые для расчета траектории шесть начальных условий могут быть получены по результатам измерения одного параметра (например, дальности) с шести пунктов, разнесенных надлежащим образом на поверхности Земли.

Если для определения траектории используются результаты измерения из одного пункта, то измерительная система называется **однопунктной**. В противном случае она будет **многopунктной**: двухпунктной, трехпунктной и т. д. По количеству различных измеряе-

мых параметров системы делятся на о д н о п а р а м е т р и ч е с к и е, д в у х п а р а м е т р и ч е с к и е и т. д.

Определение траектории КА при использовании однопунктной системы, контролирующей не все шесть параметров движения, оказывается возможным только при неоднократных измерениях. Действительно, для получения шести начальных условий невозмущенного движения необходимо шесть независимых измерений. Благодаря относительному перемещению КА и Земли результаты одновременных измерений с одного пункта относятся к разным точкам пространства, что в определенных случаях обеспечивает независимость измерений.

Для расчета траектории КА в случаях, когда возмущающие полет силы частично неизвестны, минимально необходимое количество независимых измерений увеличивается. Предположим, например, что запущенный на низкую круговую орбиту ИСЗ тормозится в атмосфере. В первом приближении можно допустить, что возмущающая свободный полет аэродинамическая сила является постоянным параметром. При расчете траектории ее считают седьмым неизвестным и определяют одновременно с начальными условиями.

В число определяемых параметров также включают недостаточно точно известные составляющие гравитационного поля Земли и другие параметры, неточное знание величины которых затрудняет учет возмущающих сил. Если выражения, описывающие возмущающие силы в уравнениях (2.2.7), содержат l независимых неизвестных величин, которые нужно учесть при расчете траектории, то минимально необходимое количество независимых измерений будет $m = l + 6$.

Необходимо отметить, что выбор состава навигационных параметров, времени проведения сеансов, количества и расположения ИП и необходимая точность измерений существенно зависят от вида и числа учитываемых дополнительных неизвестных величин.

С помощью радиосистем траекторных измерений производят точечные оценки навигационных параметров, которые выдаются в виде дискретного отсчета в конце временного интервала каждого отдельного измерения. При оценке некоторого параметра h полную ошибку δh разделяют на две ошибки: систематическую $\Delta h = \overline{\delta h}$ и флюктуационную $\delta h' = \delta h - \Delta h$ (здесь и в дальнейшем черта сверху означает статистическое осреднение).

С и с т е м а т и ч е с к а я о ш и б к а измерения сохраняет постоянную величину за время, в течение которого осуществляется серия отдельных измерений. Она характеризует смещение величин оценок для всей серии от истинных значений. Для уменьшения систематических ошибок в КИК производят калибровку измерительных систем и в результаты измерений вносят соответствующие поправки, учитывающие известные систематические погрешности.

Ф л ю к т у а ц и о н н а я о ш и б к а измерения изменяется случайным образом от оценки к оценке. Она представляет собой отклонение результата отдельного измерения от среднего значения в рассматриваемой серии. Величина флюктуационной ошибки характеризуется среднеквадратическим отклонением $\sigma_h = \sqrt{(\delta h')^2}$.

Величины многих ошибок измерения можно уменьшить, применяя соответствующие обработки принимаемых сигналов. Различают первичную, промежуточную и вторичную обработки.

Первичная обработка заключается в оценке параметров радиосигнала, несущих информацию о навигационных параметрах. Она осуществляется в измерительных системах.

Вторичная обработка состоит в определении траектории по результатам измерений, выполненных с помощью радиосистем, прогнозировании движения и расчета корректирующих маневров КА. Она осуществляется в КВЦ.

Промежуточная обработка заключается в подготовке результатов оценки параметров радиосигнала к виду, удобному для вторичной обработки. Она может включать в себя пересчет выделенных параметров радиосигнала в навигационные параметры (например, пересчет измеренной частоты в радиальную скорость), раскрытие неоднозначности измерений, привязку измерений к единому времени и отбраковку*) результатов отдельных измерений. Промежуточная обработка может производиться на ИП, в КВЦ либо в обоих местах одновременно. Проведение ее на ИП разгружает линии связи, сокращая объем передаваемой по ним информации, но требует установки на ИП более сложной аппаратуры.

Уменьшение флуктуационных ошибок измерений достигается осреднением навигационных параметров или соответствующих им параметров радиосигнала на достаточно большом интервале времени. Первичная обработка всегда сопровождается фильтрацией сигнала. Фильтрация в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ эквивалентна осреднению на интервале $T \approx 1/\Delta f_{\text{э}}$. При промежуточной и вторичной обработках обычно производят дополнительное осреднение.

Рациональное распределение времени осреднения между тремя видами обработки зависит от многих факторов. Минимальную величину общего времени первичной и промежуточной обработок желательно выбрать такой, чтобы ошибки результатов измерений после обработок были распределены по нормальному закону. Нормализация законов распределения при осреднении случайных процессов является следствием центральной предельной теоремы теории вероятности. Необходимость нормализации вызвана тем, что алгоритмы вторичной обработки в этом случае значительно упрощаются.

Как правило, при вторичной обработке располагают количеством измерений N , значительно превышающим число неизвестных параметров m ($N \gg m$), т. е. располагают большим числом избыточных измерений. Если измерения в течение интервала наблюдения $T_{\text{нб}}$ производятся непрерывно, то число избыточных измерений составляет величину

$$N_{\text{изб}} = n \frac{T_{\text{нб}}}{T_1} - m, \quad (2.5.1)$$

*) Отбраковкой называют обнаружение и исключение из дальнейшей обработки результатов измерений с грубыми ошибками.

где n — количество одновременно измеряемых навигационных параметров; T_1 — время одного независимого измерения. Для невозмущенного движения КА $m = 6$.

При вторичной обработке по существу подбирают такие значения параметров траектории, которые наилучшим образом согласуются с полученными результатами. Очевидно, что при $N = m = 6$ подобный подбор не нужен и расчет траектории возможен интегрированием конечных уравнений (2.2.7) при однозначно определенных начальных условиях.

Большое число избыточных измерений позволяет при вторичной обработке уменьшать как случайные погрешности измерения за счет статистического сглаживания, так и некоторые систематические ошибки. Уменьшение систематических ошибок измерения в принципе аналогично учету неизвестных возмущающих сил и сводится к увеличению числа определяемых параметров, т. е. к увеличению m .

Рассмотрим принцип вторичной обработки на примере определения параметров невозмущенной орбиты КА по результатам измерения одного навигационного параметра h . Величина любого навигационного параметра, например R , является функцией координат ИП и текущих координат КА, (см. соотношение (2.4.8)). Будем считать местоположение ИП точно известным. Предположим, что измеряемый навигационный параметр h связан с шестью искомыми начальными условиями (или элементами орбиты) q_j ($j = 1, 2, \dots, 6$) известной зависимостью $h = \Phi(q_1, q_2, \dots, q_6)$. Допустим, что произведено N измерений параметра h , в результате которых получены величины h_i ($i = 1, 2, \dots, N$). Это позволяет составить систему из N так называемых условных уравнений

$$h_i = \Phi_i(q_1, q_2, \dots, q_6), \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2.5.2)$$

Если бы измерения проводились без ошибок, то любые шесть уравнений из этой системы определяли бы точные значения начальных условий. Наличие же случайных ошибок делает систему (2.5.2) несовместной. Это означает, что не существует таких значений q_1, q_2, \dots, q_6 , которые удовлетворяли бы одновременно всем уравнениям системы. Иными словами, при подстановке в (2.5.2) любых значений начальных условий, например, q'_1, q'_2, \dots, q'_6 получим

$$\Phi_i(q'_1, q'_2, \dots, q'_6) - h_i = \delta_i \neq 0. \quad (2.5.3)$$

Поскольку путем подбора значений q'_1, q'_2, \dots, q'_6 обратить в нуль все величины δ_i , называемые невязками, невозможно, возникает задача согласования искомых начальных условий с результатами измерений. При независимых нормально распределенных данных измерений согласование производится на основе метода наименьших квадратов. Если измерения равноточные, то согласно методу наименьших квадратов [23] наиболее вероятнейшими будут такие значения $q'_j = q_j^*$, которые обращают в минимум сумму квадратов всех невязок, т. е. величину

$$S = \sum_{i=1}^N (\delta_i)^2 = \sum_{i=1}^N [\Phi_i(q_1^*, q_2^*, \dots, q_6^*) - h_i]^2 = \min. \quad (2.5.4)$$

Необходимыми условиями минимума суммы (2.5.4) являются

$$\frac{\partial S}{\partial q_1^*} = 0, \quad \frac{\partial S}{\partial q_2^*} = 0, \quad \dots, \quad \frac{\partial S}{\partial q_6^*} = 0. \quad (2.5.5)$$

Уравнения (2.5.5) называются нормальными. Таким образом, получают систему с шестью нормальными уравнениями, из которой можно найти шесть наивероятнейших значений начальных условий.

Если проведенные измерения неравноточные, то для получения нормальных уравнений вместо (2.5.4) нужно минимизировать сумму квадратов невязок, взятых с весами p_i , обратно пропорциональными дисперсиям ошибок каждого измерения

$$S = \sum_{i=1}^N p_i \delta_i^2 = \min, \quad (2.5.6)$$

где $p_i = \sigma_0^2 / \sigma_i^2$, причем σ_i^2 — дисперсия ошибки i -го измерения, а σ_0^2 — произвольное положительное число.

Поскольку зависимости, связывающие навигационные параметры и начальные условия, нелинейные, то условные и нормальные уравнения также будут нелинейными. Нелинейность уравнений затрудняет их решение. Однако, поскольку всегда имеются априорно известные приближенные значения начальных условий $q_{j_0} (j = 1, 2, \dots, 6)$, то оказывается возможной линеаризация этих уравнений. В этом случае решение задачи сводится к определению поправок Δq_j к априорным значениям начальных условий.

Предположим, что

$$q_1 = q_{10} + \Delta q_1, \quad q_2 = q_{20} + \Delta q_2, \quad \dots, \quad q_6 = q_{60} + \Delta q_6, \quad (2.5.7)$$

и подставим эти выражения в условные уравнения (2.5.2). Затем разложим функции Φ_i в ряды по степеням Δq_j и ограничимся первыми членами разложения. Получим линейную относительно искомым поправок систему условных уравнений

$$\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \dots, q_{60}) + \sum_{j=1}^6 \left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j} \right)_{q_j=q_{j_0}} \Delta q_j - h_i = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, N). \quad (2.5.8)$$

Число уравнений в системе (2.5.8) больше числа искомым величин ($N > 6$). Воспользуемся методом наименьших квадратов для перехода от N условных уравнений к шести нормальным уравнениям.

Считая измерения равноточными, образуем аналогично (2.5.4) сумму

$$S = \sum_{i=1}^N \left[\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \dots, q_{60}) + \sum_{j=1}^6 \left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j} \right)_{q_j=q_{j_0}} \Delta q_j^* - h_i \right]^2 = \min, \quad (2.5.9)$$

где $\Delta q_j^* (j = 1, 2, \dots, 6)$ — наивероятнейшие значения искомым поправок.

Условия минимума (2.5.9) $\frac{\partial S}{\partial \Delta q_1^*} = \frac{\partial S}{\partial \Delta q_2^*} = \dots = \frac{\partial S}{\partial \Delta q_6^*} = 0$ дают систему из шести нормальных уравнений, определяющих наивероятнейшие значения поправок

$$\begin{aligned} A_{11} \Delta q_1^* + A_{12} \Delta q_2^* + \dots + A_{16} \Delta q_6^* &= B_1, \\ A_{21} \Delta q_1^* + A_{22} \Delta q_2^* + \dots + A_{26} \Delta q_6^* &= B_2, \\ \cdot &\quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ A_{61} \Delta q_1^* + A_{62} \Delta q_2^* + \dots + A_{66} \Delta q_6^* &= B_6, \end{aligned} \tag{2.5.10}$$

где

$$A_{jk} = A_{kj} = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j} \right)_{q_j=q_{j_0}} \left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_k} \right)_{q_k=q_{k_0}},$$

$$B_j = - \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial \Phi_i}{\partial q_j} \right)_{q_j = q_{j_0}} [\Phi_i(q_{10}, q_{20}, \dots, q_{60}) - h_i].$$

Если априорные значения начальных условий известны с большими погрешностями, то использование нелинейного приближения, соответствующего разложению (2.5.8), может привести к недопустимо большим ошибкам из-за неучитывания высших членов ряда. В этом случае используют метод последовательных приближений. Значения поправок, найденные из уравнений (2.5.10), рассматривают в качестве первого приближения. Считая величины $q_{j0} + \Delta q_j^*$ новыми априорными значениями, указанным методом находят второе приближение поправок Δq_j^{**} и т. д.

Процесс вычислений заканчивается, когда полученные в двух следующих друг за другом приближениях поправки отличаются на некоторую наперед заданную величину, определяемую требуемой точностью расчета.

2. Требуемая точность измерений

Требуемая точность измерения навигационных параметров движения определяется допустимой величиной ошибок управления КА (допустимым вектором промаха) и зависит от траектории КА и выбранного состава навигационных параметров. Для выбранных навигационных параметров необходимо установить математическую зависимость между вектором промаха (вектором ошибок) и ошибками при измерении этих параметров. Покажем, как определяется эта зависимость. Для простоты допустим, что в некоторый момент времени t производятся безызбыточные измерения и вектор промаха имеет одну компоненту (промах δL). Так, например, при радиоуправлении дальностью полета баллистической ракеты компонентой вектора промаха является отклонение точки падения ракеты от цели.

Дальность полета баллистической ракеты L связана известной зависимостью с измеряемыми радиосистемой навигационными параметрами.

$$L = L(R, \theta, \psi_{a3}, \dot{R}, \dot{\theta}, \dot{\psi}_{a3}). \quad (2.5.11)$$

Найдем полный дифференциал L и перейдем к конечным приращениям

$$\delta L = \frac{\partial L}{\partial R} \delta R + \frac{\partial L}{\partial \theta} \delta \theta + \frac{\partial L}{\partial \psi_{аз}} \delta \psi_{аз} + \frac{\partial L}{\partial \dot{R}} \delta \dot{R} + \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \delta \dot{\theta} + \frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}_{аз}} \delta \dot{\psi}_{аз}. \quad (2.5.12)$$

Соотношение (2.5.12) связывает промах δL с отклонениями измеренных радиосистемой навигационных параметров от расчетных значений в момент времени t_0 . Частные производные по измеряемым параметрам в (2.5.12) обычно называются коэффициентами ошибок. Они показывают, как влияют отклонения соответствующих навигационных параметров на величину промаха δL . Коэффициенты ошибок являются баллистическими производными. Их конкретные значения зависят от номинальной траектории КА. Чем больше величина коэффициента ошибки, тем выше должна быть точность измерения параметра.

Если считать, что составляющие, определяющие промах, т. е. слагаемые выражения (2.5.12), примерно одинаковы, а ошибки измерения всех параметров независимы, то из (2.5.12) следует, что допустимые в момент t_0 , среднеквадратические значения ошибок измерения σ_R , σ_θ и т. д. находятся по формулам

$$\sigma_R = \frac{\sigma_L}{\sqrt{6}} \frac{1}{\partial L / \partial R}; \quad \sigma_\theta = \frac{\sigma_L}{\sqrt{6}} \frac{1}{\partial L / \partial \theta} \text{ и т. д.} \quad (2.5.13)$$

Здесь σ_L — допустимое среднеквадратическое значение компоненты вектора промаха. Коэффициенты ошибок вычисляются для номинальной траектории в момент t_0 .

Покажем теперь на примере радиоконтроля орбиты ИСЗ, как производится оценка требуемой точности измерения параметров движения.

Ограничимся для простоты случаем, когда плоскость орбиты ИСЗ проходит через измерительный пункт, вращение Земли можно не учитывать, и задана круговая орбита, для которой $\xi_v = \pi/2$, $\rho_0 v_0^2 = \kappa_{зм}$ и $\rho = \rho_0 = \text{const}$ (рис. 2.26).

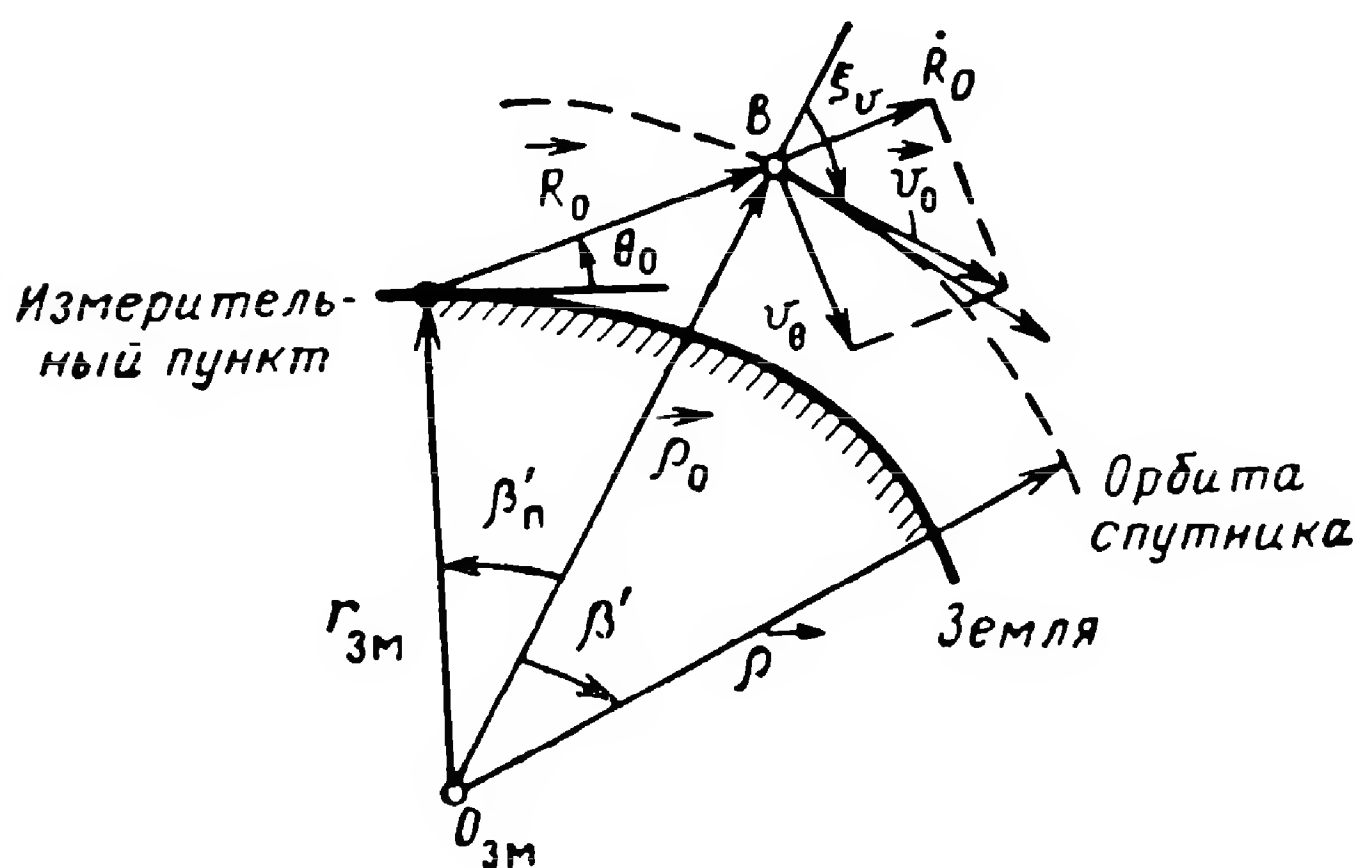


Рис. 2.26. Геометрические соотношения при радиоконтроле орбиты ИСЗ.

Предположим, что требуется контролировать радиус орбиты ρ , используя результаты измерений параметров движения ИСЗ в некоторой точке орбиты B .

Движение спутника описывается выражением (2.2.11). Вследствие возможных ошибок выведения спутника на орбиту и различных возмущений при его движении по орбите радиус ρ фактической орбиты не будет постоянным, а станет функцией угла β' . Если предположить, что движение ИСЗ после точки B

будет невозмущенным, то согласно § 2.2, траектория движения полностью определяется начальными условиями в этой точке: ρ_0 , v_0 и ξ_v , ($\beta'_0 = 0$, поскольку ось β' проходит через точку B). Дифференцируя обе части формулы (2.2.11) по ρ_0 , v_0 и ξ_v , находим зависимость отклонения радиуса ρ фактической орбиты от ошибок определения ρ_0 , v_0 и ξ_v .

Выполнив необходимые преобразования для рассматриваемого случая, получим

$$\frac{\partial \rho}{\partial \rho_0} = 1 + 2 \sin^2 \frac{\beta'}{2}, \quad (2.5.14a)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial v_0} = 4 \rho_0 \frac{1}{v_0} \sin^2 \frac{\beta'}{2}, \quad (2.5.14б)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial \xi_v} = -\rho_0 \sin \beta'. \quad (2.5.14в)$$

Отклонение радиуса ρ орбиты от номинального значения, равного ρ_0 , определим как

$$\delta \rho = \frac{\partial \rho}{\partial \rho_0} \delta \rho_0 + \frac{\partial \rho}{\partial v_0} \delta v_0 + \frac{\partial \rho}{\partial \xi_v} \delta \xi_v, \quad (2.5.15a)$$

где значения производных определяются формулами (2.5.14).

Подсчитаем для примера отклонение ρ в точке орбиты, соответствующей значению угла $\beta' = \pi$. При этом согласно (2.5.14)

$$\frac{\partial \rho}{\partial \rho_0} = 3; \quad \frac{\partial \rho}{\partial v_0} = 4 \frac{\rho_0}{v_0}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial \xi_v} = 0 \quad (2.5.16)$$

и соответственно

$$\delta \rho = 3 \delta \rho_0 + 4 \frac{\rho_0}{v_0} \delta v_0. \quad (2.5.15б)$$

Предположим, что начальные параметры орбиты $\vec{\rho}_0$ и \vec{v}_0 определяются с помощью радиотехнических средств, расположенных на измерительном пункте (см. рис. 2.26). При этом непосредственно измеряются не векторы $\vec{\rho}_0$ и \vec{v}_0 , а дальность R_0 , угол места θ_0 , радиальная скорость \dot{R}_0 и угловая скорость $\dot{\theta}_0$.

Из геометрических соотношений (рис. 2.26) находим

$$\rho_0^2 = R_0^2 + r_{зм}^2 + 2 r_{зм} R_0 \sin \theta_0. \quad (2.5.17)$$

Ошибку в определении радиуса ρ_0 получим, вычислив дифференциалы от обеих частей этого равенства и перейдя к конечным приращениям,

$$\delta \rho_0 = \frac{1}{\rho_0} [(R_0 + r_{зм} \sin \theta_0) \delta R + \delta \theta r_{зм} R_0 \cos \theta_0], \quad (2.5.18)$$

где δR , $\delta \theta$ — ошибки измерения дальности и угла места.

Погрешность определения вектора скорости \vec{v} , обуславливаемая ошибками измерения \dot{R} , $\dot{\theta}$ и R , устанавливается следующим образом. Квадрат модуля вектора скорости будет

$$v_0^2 = \dot{R}^2 + v_\theta^2, \quad (2.5.19)$$

где $v_\theta = R_0 \dot{\theta}_0$.

Взяв дифференциалы и перейдя к конечным приращениям, имеем

$$\delta v_0 = \frac{1}{v_0} [\dot{R}_0 \delta \dot{R} + R_0 \dot{\theta}_0^2 \delta R + R_0^2 \dot{\theta}_0 \delta \dot{\theta}], \quad (2.5.20)$$

где δR и $\delta \dot{\theta}$ — ошибки измерения радиальной и угловой скоростей. Для современных радиотехнических способов измерения дальности ошибка δR невелика и ее влияние на точность определения орбиты спутника в первом приближении можно не учитывать. В этом случае уравнения (2.5.18) и (2.5.20) принимают вид

$$\delta \rho_0 \approx \frac{1}{\rho_0} R_0 r_{\text{зм}} \delta \theta \cos \theta_0, \quad (2.5.21a)$$

$$\delta v_0 \approx \frac{\dot{R}_0 \delta \dot{R}}{v_0} + \frac{R_0^2}{v_0} \dot{\theta}_0 \delta \dot{\theta}. \quad (2.5.22a)$$

Считая ошибки измерения независимыми и переходя к среднеквадратическим значениям ошибок, получаем следующие соотношения:

$$\sigma_{\rho_0} \approx \sigma_{\theta} \frac{1}{\rho_0} r_{\text{зм}} R_0 \cos \theta_0, \quad (2.5.21б)$$

$$\sigma_{v_0} \approx \sqrt{\left(\frac{\dot{R}_0}{v_0}\right)^2 \sigma_{\dot{R}}^2 + \left(\frac{R_0^2 \dot{\theta}_0}{v_0}\right)^2 \sigma_{\dot{\theta}}^2}, \quad (2.5.22б)$$

где $\sigma_{\rho_0}^2$, $\sigma_{v_0}^2$ — дисперсии вычисленных величин ρ_0 и v_0 ;

σ_{θ}^2 , $\sigma_{\dot{\theta}}^2$, $\sigma_{\dot{R}}^2$ — дисперсии измеренных величин θ_0 , $\dot{\theta}_0$ и \dot{R}_0 соответственно.

Используя равенство (2.5.15 б), получаем

$$\sigma_{\rho}^2 = 9 \sigma_{\rho_0}^2 + 16 \frac{\rho_0^2}{v_0^2} \sigma_{v_0}^2. \quad (2.5.23)$$

Подставляя сюда значения σ_{ρ_0} и σ_{v_0} из выражений (2.5.21 б) и (2.5.22 б), находим

$$\sigma_{\rho}^2 = 9 \left(\frac{r_{\text{зм}} R_0 \cos \theta_0}{\rho_0} \right)^2 \sigma_{\theta}^2 + 16 \frac{\rho_0^2 \dot{R}_0^2}{v_0^4} \sigma_{\dot{R}}^2 + 16 \frac{\rho_0^2}{v_0^4} (R_0^2 \dot{\theta}_0)^2 \sigma_{\dot{\theta}}^2. \quad (2.5.24a)$$

Для количественной оценки порядка необходимых точностей измерений угла места θ_0 , радиальной скорости \dot{R} и угловой скорости $\dot{\theta}$ рассмотрим круговую орбиту, для которой высота $H = \rho_0 - r_{\text{зм}} = 480$ км. Будем считать, что точка орбиты B , для которой производятся измерения, удалена от измерительного пункта на расстояние $R_0 = 1600$ км. Для принятой выше высоты полета это соответствует значению угла места $\theta_0 = 11^\circ$ и центральному углу измерительного пункта $\beta'_\Pi = 13^\circ$. Подсчитаем теперь номинальные значения величин, входящих в формулу (2.5.24). Необходимое значение скорости $v_0 = v_I$ для круговой орбиты при высоте полета 480 км найдем из (2.2.14). Полагая $\rho_0 \approx 6,85 \cdot 10^6$ м, получим $v_0 = v_I \approx 7500$ м/сек.

Из рис. 2.26 найдем

$$\frac{\dot{R}_0}{v_0} = \cos(\beta'_\Pi + \theta_0), \quad (2.5.25a)$$

$$\frac{v_{\theta}}{v_0} = \frac{R_0 \dot{\theta}_0}{v_0} = \sin(\beta'_\Pi + \theta_0). \quad (2.5.25б)$$

Следовательно, при $\beta'_\Pi = 13^\circ$ и $\theta_0 = 11^\circ$ имеем $\frac{\dot{R}_0}{v_0} = 0,91$; $R_0 \dot{\theta}_0 = 3034$ м/сек.

Подставляя значения параметров в формулу (2.5.24), получаем

$$\sigma_{\rho}^2 = 19 \cdot 10^{12} \sigma_{\theta}^2 + 11 \cdot 10^6 \sigma_{\dot{R}}^2 + 57,5 \cdot 10^{17} \sigma_{\dot{\theta}}^2. \quad (2.5.24б)$$

Таблица 2.3

Вид космического аппарата и решаемая задача	Общая характеристика траектории движения КА	Компоненты вектора прома- ха и их допустимые среднеквадратические отклонения	Ориентировочный порядок допустимых значений среднеквадратических ошибок измерения параметров движения			
			дальности, м	радиальной скорости, м/сек	угловых координат, рад	скорости изменения угловых координат, рад/сек
1. Межконтиненталь- ная баллистическая ра- кета. Радиоуправление запуском	Дальность полета вдоль поверхности Земли 10 000 км; в граничной точке угол между векто- ром начальной скорости и местной вертикалью близок к оптимальному	Рассеивание по даль- ности 1 км Боковое рассеивание 1 км	100÷200 —	0,1÷0,2 —	$3 \cdot 10^{-4}(\theta)$ $10^{-3}(\psi_{\text{вз}})$	— —
2. Искусственный спут- ник Земли. Прогноз ор- биты на сутки с помощью шестипараметрической системы за один сеанс связи	Орбита, близкая к кру- говой, с высотой 1000 км	Максимальная ошибка прогноза положения ИСЗ 2,5 км	10	0,06	10^{-5}	$6,5 \cdot 10^{-8}$
3. Лунный КА. Кор- рекция орбиты	Траектория с временем перехода 3-4 суток	Промех относительно расчетной точки 200 км	30	0,1÷0,4	10^{-3}	10^{-6}
4. Межпланетный КА. Коррекция орбиты при полете к Марсу	Активный участок на- ходится в начале орбиты перехода	Промех относительно расчетной точки, поряд- ка 10^3 км	30	0,05÷0,1	10^{-4}	10^{-8}

Предположим, что в точке $\beta' = \pi$ среднеквадратическое отклонение от заданной круговой орбиты не должно превышать величины $\sigma_\rho = 15$ км. Допустим также, что составляющие этого отклонения, определяемые ошибками радиоизмерений и входящие в формулу (2.5.24 б), должны быть примерно одинаковы. Тогда получим требования к точности системы измерения $\sigma_\theta \approx 2 \cdot 10^{-3}$ рад; $\sigma_{\dot{\theta}} \approx 3,6 \cdot 10^{-6}$ рад/сек; $\sigma_{\dot{R}} \approx 2,6$ м/сек.

Приведенный пример иллюстрирует методику определения требуемой точности измерительных систем.

В табл. 2.3 приведены некоторые ориентировочные данные, характеризующие необходимый порядок точности измерения радиосистемами параметров движения космических аппаратов [7, 26, 92].

§ 2.6. РАДИОСИСТЕМЫ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

1. Измерение радиальной скорости

Измерение радиальной скорости \dot{R} при радиоуправлении КА основано на определении доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала. Возможны два варианта построения доплеровских систем: беззапросный и с запросом.

а) Беззапросные системы. При излучении с борта КА колебания частоты f_6 частота принятого на наземном пункте сигнала может быть найдена по формуле [23]

$$f_c = f_6 \frac{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}{1 + \frac{\dot{R}}{c}}, \quad (2.6.1)$$

где v — модуль вектора скорости КА; c — скорость распространения радиоволн.

В формуле (2.6.1) учтены эффекты, определяемые специальной теорией относительности.

Поскольку $\frac{\dot{R}}{c} \leq \frac{v}{c} \ll 1$, выражение (2.6.1) можно разложить в ряд, ограничиваясь малыми членами не выше второй степени,

$$f_c \approx f_6 \left[1 - \frac{\dot{R}}{c} - \frac{v^2}{2c^2} + \frac{\dot{R}^2}{c^2} \right]. \quad (2.6.2)$$

Первые два члена разложения (2.6.2) дают для доплеровского смещения частоты известное приближенное выражение, см. (2.4.1),

$$F_d \approx f_c - f_6 \approx -\frac{\dot{R}}{c} f_6. \quad (2.6.3)$$

Если расстояние между КА и измерительным пунктом уменьшается, то $\dot{R} < 0$, $f_c > f_6$ и $F_d > 0$, если же оно увеличивается, то $\dot{R} > 0$, $f_c < f_6$ и $F_d < 0$.

При оценке радиальной скорости с помощью формулы (2.6.3) допускается ошибка, определяемая квадратичными членами разложе-

ния (2.6.2). Если же она соизмерима с другими ошибками, то необходимо учитывать квадратичные члены разложения и пользоваться более точной формулой (2.6.2).

Функциональная схема беззапросной системы измерения радиальной скорости приведена на рис. 2.27. Частота f_6 излучаемого с борта сигнала задается автономным высокостабильным эталонным генератором. В наземной аппаратуре принятый сигнал частоты f_6 усиливается, фильтруется и из него выделяется колебание доплеровской частоты с последующим измерением последней. Для этого на наземном пункте имеется автономный эталонный генератор, частота $f_{эт}$ которого равна частоте бортового генератора либо отличается от

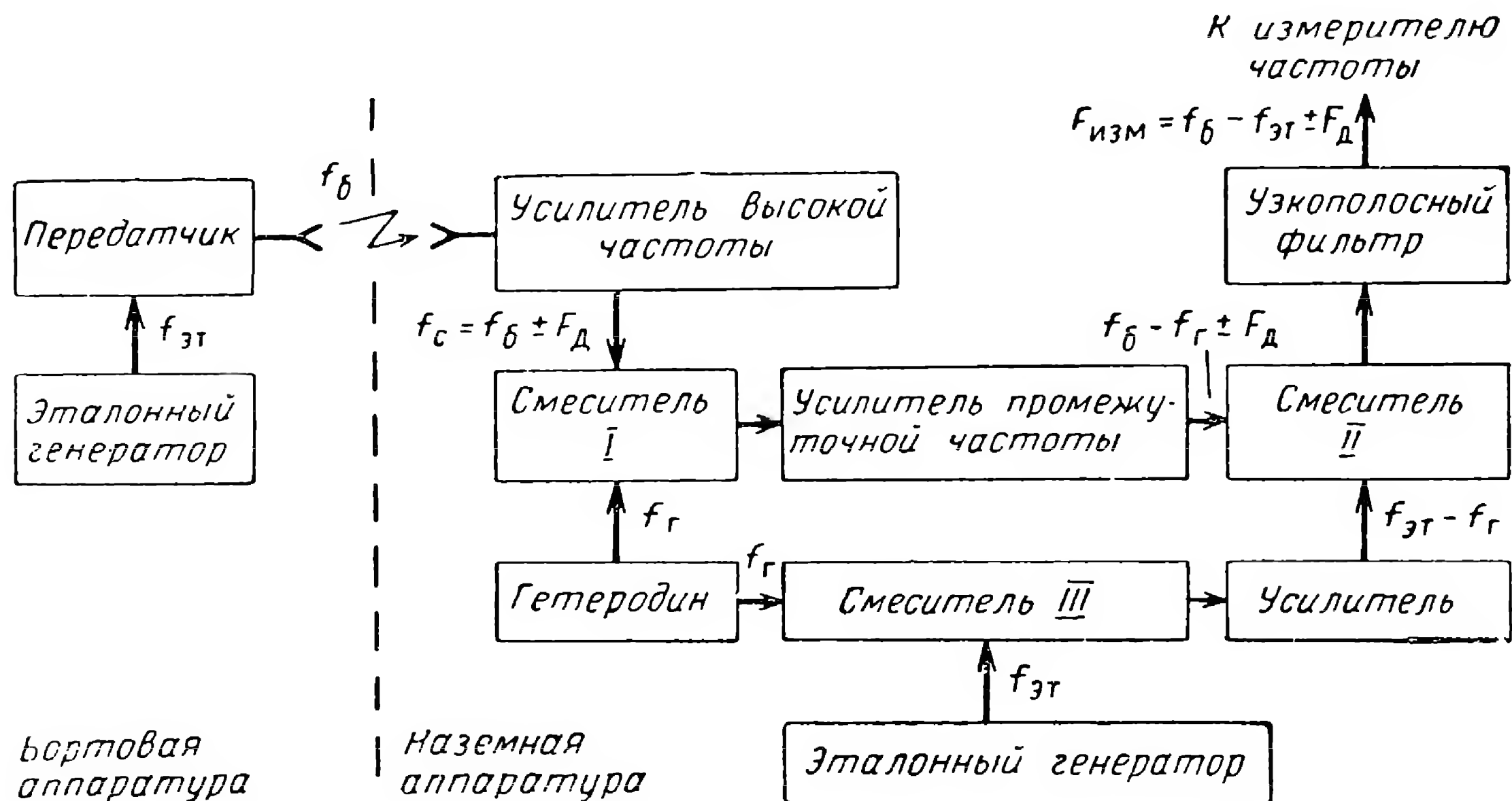


Рис. 2.27. Функциональная схема беззапросной радиосистемы измерения радиальной скорости.

нее на постоянную известную величину $F_{п} = f_6 - f_{эт}$, называемую частотой подставки. Сравнение частот принимаемого и эталонного сигналов позволяет установить величину доплеровского смещения частоты и, следовательно, определить радиальную скорость движения КА.

Сравнение очень высоких частот встречает технические трудности, поэтому сравниваемые частоты предварительно следует понижать. Для этого можно использовать двукратное преобразование частоты. Такое преобразование осуществляется, например, в схеме, приведенной на рис. 2.27, в которой для перестройки приемника в широком диапазоне частот используется автономный гетеродин. Преобразование выполнено таким образом, чтобы нестабильности местного гетеродина не оказывали влияния на результаты измерений. Подлежащая измерению частота $F_{изм}$ оказывается равной

$$F_{изм} = f_6 - f_{эт} \pm F_d = F_{п} \pm F_d \quad (2.6.4)$$

и не зависит от частоты гетеродина.

Введение постоянной частоты подставки $F_{\Pi} = f_6 - f_{\text{эт}}$ обеспечивает сохранение знака доплеровского смещения, так как если $f_6 = f_{\text{эт}}$ ($F_{\Pi} = 0$), то вне зависимости от направления движения КА частота на выходе узкополосного фильтра изменяется в пределах от 0 до $F_{\text{д макс}}$. Для определения направления движения выбирают $f_{\text{эт}}$, исходя из следующего соотношения [40]:

$$|f_6 - f_{\text{эт}}| \geq (1,5 \div 3) F_{\text{д макс}}. \quad (2.6.5)$$

Если КА приближается к измерительному пункту, то $F_{\text{изм}} > f_6 - f_{\text{эт}}$. Обратный знак этого неравенства свидетельствует об удалении КА от измерительного пункта.

В соответствии с формулами (2.6.3) и (2.6.4) скорость КА находится по формуле:

$$\dot{R} \approx - \frac{F_{\text{д}}}{f_6} c = - \frac{F_{\text{изм}} - (f_6 - f_{\text{эт}})}{f_6} c. \quad (2.6.6)$$

В радиосистемах измерения радиальной скорости космических комплексов применяются цифровые измерители частоты. Они имеют малые аппаратные ошибки и просто сопрягаются с ЭЦВМ, на которых осуществляется дальнейшая обработка получаемой траекторной информации. Работа цифровых измерителей частоты обычно основана на счете «нулей». «Нули» колебания измеряемой частоты фиксируются схемой формирования импульсов в моменты перехода колебаний через нулевой уровень, например, с положительной производной.

Различают два типа цифровых измерителей частоты: частотомер и периодомер (рис. 2.28).

Если определяется количество N периодов колебаний измеряемой частоты за фиксированный промежуток времени T_0 , называемый мерным интервалом, то результат измерения будет пропорционален искомой частоте сигнала. Поэтому измерители этого типа называются частотомерами (рис. 2.28, а). В частотомере мерный интервал формируется из n_0 периодов ($T_{\text{сч}}$) сигнала известной счетной частоты $F_{\text{сч}}$ и

$$F_{\text{изм}} = \frac{N}{T_0} = \frac{N}{n_0 T_{\text{сч}}}. \quad (2.6.7)$$

Если определяется количество n периодов $T_{\text{сч}} = 1/F_{\text{сч}}$ колебания счетной частоты за промежуток времени T , образованный фиксированным числом N_0 периодов $T_{\text{изм}}$ сигнала измеряемой частоты, то результат измерения будет пропорционален периоду сигнала. Поэтому измерители этого типа называются периодомерами (рис. 2.28, б). В периодомере

$$T_{\text{изм}} = \frac{n T_{\text{сч}}}{N_0} \text{ или } F_{\text{изм}} = \frac{F_{\text{сч}} N_0}{n}. \quad (2.6.8)$$

Ошибки измерения радиальной скорости. Для определения составляющих ошибок измерения радиальной скорости найдем полный дифференциал выражения (2.6.6) и перейдем к конечным прира-

нениям. После преобразований получим следующее выражение для определения систематических ошибок

$$\Delta \dot{R} = \frac{\dot{R}}{c} \Delta c - \left[\frac{\dot{R}}{f_6} - \frac{c}{f_6} \right] \Delta f_6 - \frac{c}{f_6} \Delta f_{\text{эт}} - \frac{c}{f_6} \Delta F_{\text{изм}}. \quad (2.6.9a)$$

Среднеквадратические значения флюктуационных ошибок можно определить по формуле

$$\sigma_{\dot{R}} = \left[\left(\frac{\dot{R}}{c} \right)^2 \sigma_c^2 + \left(\frac{\dot{R}}{f_6} - \frac{c}{f_6} \right)^2 \sigma_{f_6}^2 + \left(\frac{c}{f_6} \right)^2 \sigma_{f_{\text{эт}}}^2 + \left(\frac{c}{f_6} \right)^2 \sigma_{F_{\text{изм}}}^2 \right]^{1/2}. \quad (2.6.9б)$$

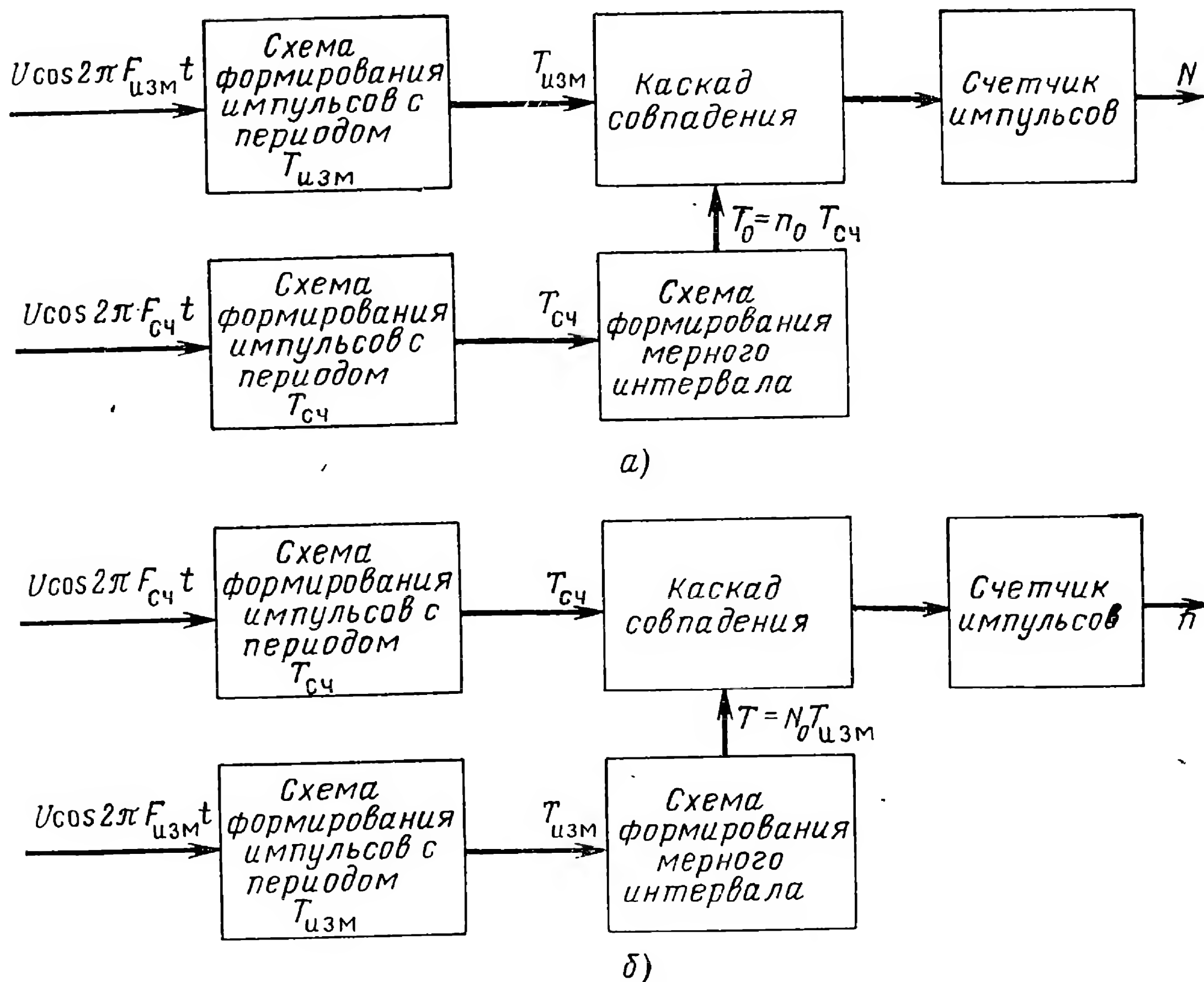


Рис. 2.28. Схемы цифровых измерителей частоты:
а — частотомер; б — периодомер.

Первые слагаемые в выражениях (2.6.9) обусловлены неточностью сведений о скорости распространения радиоволн. При этом систематическую ошибку Δc удобно представить суммой $\Delta c = \Delta c_0 + \Delta c_n$, в которой Δc_0 характеризует неточность знания скорости света в вакууме при коэффициенте преломления среды, равном единице, а Δc_n определяет дополнительную ошибку, возникающую из-за того, что распространение радиоволн происходит в атмосфере с коэффициентом преломления n_a , отличным от единицы. Флюктуационная ошибка σ_c зависит от флюктуаций коэффициента преломления среды вдоль трассы распространения радиоволн за время рассматриваемой серии измере-

ний. В настоящее время неточность знания скорости света в вакууме оценивается величиной $\Delta c_0/c = 3 \cdot 10^{-8}$ [2]. Даже при очень больших значениях \dot{R} , равных значению второй космической скорости ($\dot{R} = v_{II} \approx 11,2$ км/сек), это приводит к ошибке 0,34 мм/сек, которую можно не учитывать.

Остановимся на ошибках измерения скорости, вызванных наличием атмосферы. Известно, что в тропосфере коэффициент преломления $n_a > 1$, а в ионосфере $n_a < 1$. Вносимое атмосферой дополнительное фазовое запаздывание сигнала в процессе движения КА меняется из-за изменения длины траектории радиолуча в атмосфере и из-за непостоянства коэффициента преломления атмосферы во времени и в пространстве. Так как производная фазы по времени есть мгновенная частота сигнала, то в определении истинного доплеровского сдвига и, следовательно, в измерении радиальной скорости КА возникает ошибка. В тропосфере коэффициент преломления уменьшается с высотой. Регулярные изменения коэффициента преломления сопровождаются флуктуациями, вызванными случайными колебаниями температуры, давления и влажности воздуха. Коэффициент преломления в тропосфере не зависит от частоты сигнала. Следовательно, от частоты не зависит относительное смещение частоты принимаемого сигнала, а также абсолютная ошибка измерения радиальной скорости.

Вместе с тем существует сильная зависимость коэффициента преломления n_a от угла места θ КА. При $\theta > 10^\circ$ ошибка в измерении скорости, вносимая тропосферой, оценивается по формуле

$$\Delta \dot{R}_{\text{тр}} = - \frac{2,6}{\sin^2 \theta} \cos \theta \frac{d\theta}{dt} \text{ [м/сек]}.$$

Указанная систематическая ошибка может быть уменьшена внесением поправки, рассчитанной по выше приведенной формуле [37]. Величина случайной составляющей ошибки, связанной с влиянием тропосферы, обычно пренебрежимо мала.

В ионосфере коэффициент преломления определяется концентрацией свободных электронов. Распределение электронов зависит от высоты, географической широты местности, времени года, солнечной активности и сильно колеблется в течение суток. Коэффициент преломления в ионосфере зависит от частоты сигнала. В результате существует сильная зависимость смещения δf_c частоты принимаемого сигнала от ее значения. Например, при полете ИСЗ на высотах порядка 1000 км максимальные величины δf_c при больших возмущениях ионосферы для сигнала с частотой 50 МГц составляют 20 гц, а на частоте 1200 МГц — 0,8 гц [37]. В сантиметровом диапазоне ошибка в определении радиальной скорости КА из-за ионосферы пренебрежимо мала.

Существенное уменьшение ионосферной ошибки в дециметровом и метровом диапазонах волн достигается при так называемом двухчастотном методе компенсации ошибок [37]. При двухчастотном методе радиальная скорость КА измеряется дважды на двух различных частотах. Используя известную зависимость коэффициента преломления

от частоты, можно определить вызванное ионосферой смещение частоты и учесть его при оценке радиальной скорости.

Вторые слагаемые в выражениях (2.6.9) учитывают ошибки, возникающие из-за отличия на величину δf_6 фактического значения частоты сигнала, излучаемого бортовым передатчиком, от ее номинального значения f_{6_0} ($f_6 = f_{6_0} + \delta f_6$). Это вызвано уходом частоты вследствие нестабильности бортового эталонного генератора и неточностью установки номинального значения. Поскольку уход частоты из-за нестабильности генератора существенно превосходит неточность установки, то в дальнейшем последнюю причину учитывать не будем.

Среднее отклонение частоты $\Delta f_6 = \frac{1}{T_{нб}} \int_0^{T_{нб}} \delta f_6(t) dt$ за время $T_{нб}$ рассматриваемой серии измерений приводит к систематической ошибке измерения скорости, а отклонение частоты от среднего значения $\delta f'_6 = \delta f_6 - \Delta f_6$, оцениваемое среднеквадратическим значением $\sigma_{f_6} = \left[\frac{1}{T_{нб}} \int_0^{T_{нб}} [\delta f'_6(t)]^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}$, обуславливает возникновение флуктуационной ошибки.

Как следует из выражений (2.6.9), нестабильность частоты бортового генератора приводит к двум составляющим как в систематической, так и в флуктуационной ошибках измерения \dot{R} . Первые составляющие пропорциональны \dot{R}/f_6 и связаны с тем, что при расчетах по формуле (2.6.6) вместо фактического значения частоты практически используется номинальное значение f_{6_0} . Вторые составляющие ошибок пропорциональны c/f_6 и вызваны тем, что отклонения от номинальной частоты бортового генератора и доплеровский сдвиг частоты не разделяются при измерении. Так как $\dot{R} \ll c$, то первыми составляющими ошибок можно пренебречь.

Влияние нестабильности частоты эталонного генератора наземного пункта ($\Delta f_{эт}$ и $\sigma_{f_{эт}}$) учитывается третьими слагаемыми выражений (2.6.9). Обусловленные ими составляющие ошибки измерения $\Delta \dot{R}$ и $\sigma_{\dot{R}}$ пропорциональны c/f_6 и имеют такую же природу, как и вторые составляющие ошибок, связанных с отклонением от номинала частоты бортового генератора.

Оценим допустимую нестабильность частоты эталонных генераторов. Будем считать стабильность частот бортового и наземного эталонных генераторов одинаковой и рассмотрим полное среднеквадратическое отклонение частоты

$$(\sigma_{f_6})_{пол} = (\sigma_{f_{эт}})_{пол} = \sqrt{\Delta f_6^2 + \sigma_{f_6}^2}. \quad (2.6.10)$$

Учитывая выражение (2.6.9 б) и независимость работы обоих эталонных генераторов, находим ошибку измерения скорости, связанную с нестабильностью частоты

$$(\sigma_{\dot{R}})_{нс} = \sqrt{2} \frac{c}{f_6} (\sigma_{f_6})_{пол}. \quad (2.6.11)$$

Отсюда имеем

$$\frac{(\sigma_{f_6})_{\text{пол}}}{f_6} = \frac{(\sigma_{\dot{R}})_{\text{нс}}}{\sqrt{2}c}. \quad (2.6.12)$$

Если допустимая погрешность измерения скорости $(\sigma_{\dot{R}})_{\text{нс}} \approx 10 \text{ см/сек}$, то выражение (2.6.12) дает $(\sigma_{f_6})_{\text{пол}}/f_6 \approx 2 \cdot 10^{-10}$.

Необходимо подчеркнуть, что в рассмотренном случае доминирующее влияние на величину нестабильности частоты оказывает систематическая ошибка Δf_6 , возникающая вследствие ухода частоты от номинального значения за все время работы генератора. Определяемая величиной Δf_6 нестабильность называется долговременной нестабильностью частоты. Требования к долговременной стабильности порядка 10^{-10} являются очень жесткими. В настоящее время они обеспечиваются только атомными стандартами. Относительно большой вес и сложность соответствующих генераторов является основным недостатком при установке их на борту КА.

В § 2.5 отмечалось, что наличие большого числа избыточных измерений позволяет при вторичной обработке уменьшить систематические ошибки измерений. Как правило, при применении доплеровских систем число избыточных измерений велико. Это открывает возможность в ряде случаев снизить требования к стабильности эталонных генераторов в беззапросных доплеровских системах.

Действительно, все выполненные за рассматриваемое время $T_{\text{нб}}$ измерения радиальной скорости будут иметь систематическую ошибку

$$\Delta \dot{R}_{\text{нс}} = \frac{c}{f_6} (\Delta f_6 - \Delta f_{\text{эт}}),$$

где $\Delta f_6 - \Delta f_{\text{эт}}$ — разность средних отклонений частот бортового и наземного эталонного генераторов. Если за время $T_{\text{нб}}$ доплеровская частота принимаемого сигнала изменяет знак, то вторичная обработка позволяет исключить постоянное отклонение частоты $\Delta f_6 - \Delta f_{\text{эт}}$, связанное с нестабильностью генераторов. В этом случае ошибка измерения \dot{R} определяется флуктуационными составляющими σ_{f_6} и $\sigma_{f_{\text{эт}}}$, а стабильность эталонных генераторов порядка 10^{-10} требуется лишь в течение периода наблюдения $T_{\text{нб}}$. Очевидно, чем короче сеанс измерений, тем легче обеспечить это требование. Наибольший эффект указанная вторичная обработка дает при работе с низколетящими ИСЗ.

Вернемся к выражениям (2.6.9). Последнее слагаемое в этих выражениях учитывает ошибку определения радиальной скорости, связанную с погрешностью измерения частоты. Из (2.6.9) видно, что с увеличением частоты f_6 допустимые значения абсолютной ошибки измерения частоты $F_{\text{изм}}$ увеличиваются.

Специфической ошибкой цифровых измерителей является ошибка дискретности. Она вызвана тем, что входящие в измеритель счетчики (рис. 2.28) изменяют свои показания при появлении очередного входного импульса на целую единицу и не отсчитывают долей единицы. Эта ошибка является флуктуационной с ограниченным законом распре-

деления. Для оценки максимальной величины ошибки дискретности счетных измерителей частоты нужно сначала найти производную от измеряемой частоты по параметру, который непосредственно определяется в измерителе, а затем перейти к конечным приращениям и положить ошибку счета равной ± 1 .

Для частотомера из (2.6.7) при $\delta N = \pm 1$ имеем

$$(\delta F_{\text{изм}})_{\text{макс}} = \frac{\delta N}{T_0} = \pm \frac{1}{T_0}, \quad (2.6.13)$$

где T_0 — время измерения.

Для периодомера, учитывая, что $n = N_0 F_{\text{сч}} / F_{\text{изм}}$, $T = T_{\text{изм}} N_0$ и $\delta n = \pm 1$, из (2.6.8) находим

$$(\delta F_{\text{изм}})_{\text{макс}} = - \frac{F_{\text{сч}} N_0}{n^2} \delta n = \pm \frac{F_{\text{изм}}}{F_{\text{сч}}} \frac{1}{T}. \quad (2.6.14)$$

Сравнение (2.6.13) и (2.6.14) показывает, что при одинаковом мерном интервале ($T_0 = T$) периодомер имеет ошибку дискретности в $F_{\text{сч}} / F_{\text{изм}}$ раз меньшую, чем частотомер. Максимальное значение $F_{\text{сч}}$ ограничивается быстродействием счетчиков и обычно на несколько порядков превышает значение $F_{\text{изм}}$. Некоторым недостатком периодомера является зависимость мерного интервала, а следовательно, и момента отсчета от значения измеряемой частоты.

Рассмотрим шумовые ошибки измерения частоты. На входе цифровых измерителей частоты (см. рис. 2.28) стоит схема формирования импульсов с периодом $T_{\text{изм}}$, на которую поступает аддитивная смесь сигнала измеряемой частоты и шума, прошедшего узкополосный фильтр с эквивалентной полосой $\Delta f_{\text{э}}$. Если отношение сигнал/шум в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ достаточно большое, то практически число импульсов на выходе схемы формирования равно количеству периодов сигнала и шумы проявляются лишь во флуктуациях времени появления импульсов. В противном случае, помимо указанных флуктуаций, образуются «ложные» импульсы, т. е. появляются лишние или подавляются сигнальные импульсы. «Ложные» импульсы возникают из-за перескоков фазы смеси сигнала и шума. При использовании в качестве узкополосного фильтра системы фазовой автоподстройки эти импульсы свидетельствуют о кратковременном срыве синхронизма следящей системы.

При высокоточных измерениях образование «ложных» импульсов недопустимо, так как приводит к грубым (аномальным ошибкам). При отношении сигнал/шум в полосе $\Delta f_{\text{э}}$ больше $9 \div 12$ дБ и длительности мерного интервала порядка секунды и менее вероятность образования «ложных» импульсов становится малой, и в большинстве случаев с ней можно не считаться [7, 46].

При отсутствии «ложных» импульсов можно пренебрегать шумовой ошибкой частотомера по сравнению с ошибкой дискретности. Это объясняется тем, что в частотомере (рис. 2.28, а) флуктуации времени появления импульсов на выходе схемы формирования импульсов с периодом $T_{\text{изм}}$ меньше периода измеряемой частоты.

В периодомере действие шумов приводит к флуктуации длительности мерного интервала T . Выражение (2.6.8), связывающее измеря-

емую частоту с длительностью мерного интервала, можно представить в виде $F_{\text{изм}} = N_0/T$. Дифференцируя его по T и переходя к среднеквадратическим отклонениям, имеем

$$\sigma_{F_{\text{изм}}} = \frac{N_0}{T^2} \sigma_T = \frac{F_{\text{изм}}}{T} \sigma_T, \quad (2.6.15)$$

где σ_T — среднеквадратическое значение флуктуаций длительности мерного интервала.

Флуктуации длительности мерного интервала при отсутствии «ложных» импульсов определяются флуктуациями времени появления двух крайних импульсов, ограничивающих интервал. Обычно величина интервала существенно больше постоянной времени узкополосного фильтра приемника и временные флуктуации крайних импульсов являются независимыми. Поэтому

$$\sigma_T = \sqrt{2} \sigma_t. \quad (2.6.16)$$

Среднеквадратическое отклонение σ_t времени появления импульсов связано со среднеквадратическим значением σ_φ фазовых флуктуаций равенством

$$\sigma_t = \frac{\sigma_\varphi}{2\pi F_{\text{изм}}}. \quad (2.6.17)$$

Подставляя в (2.6.15) выражения (2.6.16), (2.6.17) и (2.4.31), находим

$$\sigma_{F_{\text{изм}}} = \frac{\sqrt{2} \sigma_\varphi}{2\pi T} \approx \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{\Delta f_\varphi}{Q}}. \quad (2.6.18)$$

Отсюда, учитывая (2.6.9 б), имеем

$$\sigma_{\dot{R}} \approx \frac{c}{2\pi f_0} \frac{1}{T} \sqrt{\frac{\Delta f_\varphi}{Q}}. \quad (2.6.19)$$

Здесь $Q = P_c/G_{\text{ш}}$ — энергетический потенциал радиолинии.

Отметим, что при выводе формул (2.6.18) и (2.6.19) предполагалось, что радиальная скорость движения КА постоянна. Формулы также остаются справедливыми и при изменении скорости КА по линейному закону, если результаты измерений относить к середине мерного интервала [40].

Длительность мерного интервала, как правило, выбирается достаточно малой для того, чтобы можно было пренебречь ошибками измерения, связанными с нелинейностью закона изменения радиальной скорости.

Сравним шумовые ошибки периодомера и оптимального измерителя частоты. Выражение для дисперсии оптимальных оценок максималь-

ного правдоподобия при измерении постоянной частоты приводится, например, в [40]. Это выражение можно записать в виде

$$\sigma_{F_{\text{опт}}}^2 \approx \frac{6}{(2\pi)^2 T^3} \frac{G_{\text{ш}}}{P_c}. \quad (2.6.20)$$

Сравнивая (2.6.18) и (2.6.20), определим, во сколько раз шумовая ошибка периодомера превышает шумовую ошибку оптимального измерителя

$$\frac{\sigma_{F_{\text{изм}}}^2}{\sigma_{F_{\text{опт}}}^2} \approx \frac{T\Delta f_{\text{э}}}{6}. \quad (2.6.21)$$

Выражение (2.6.21) справедливо при условии $T\Delta f_{\text{э}} \gg 1$, так как при вычислении дисперсии оценок для периодомера не учитывались затраты времени на переходные процессы в фильтре с полосой $\Delta f_{\text{э}}$, предшествующем периодомеру. В радиосистемах траекторных измерений указанное условие обычно выполняется.

Из выражения (2.6.21) следует, что при больших значениях $T\Delta f_{\text{э}}$ шумовая ошибка периодомера значительно превышает минимально возможную. Однако в большинстве случаев точность измерения частоты с помощью рассмотренных выше счетных измерителей является достаточной и использовать для ее увеличения более сложную оптимальную обработку нецелесообразно.

б) Запросные системы. В запросных системах для измерения радиальной скорости используется доплеровское смещение частоты ретранслированного сигнала. Если несущая частота запросного сигнала была $f_{\text{з}}$, а коэффициент преобразования частоты при ретрансляции равнялся m/l , то частота принятых на измерительном пункте колебаний будет [40]

$$f_{\text{с}} = \frac{m}{l} f_{\text{з}} \frac{1 - \frac{\dot{R}}{c}}{1 + \frac{\dot{R}}{c}}. \quad (2.6.22)$$

Разлагая соотношение (2.6.22) в ряд и ограничиваясь членами не выше второй степени, имеем

$$f_{\text{с}} \approx \frac{m}{l} f_{\text{з}} \left[1 - 2 \frac{\dot{R}}{c} + 2 \frac{\dot{R}^2}{c^2} \right]. \quad (2.6.23)$$

При $\dot{R}/c \ll 1$ первые два члена разложения (2.6.23) дают приближенное выражение для доплеровского смещения частоты ретранслированного сигнала

$$F_{\text{д}} = f_{\text{с}} - \frac{m}{l} f_{\text{з}} = - \frac{2\dot{R}}{c} \frac{m}{l} f_{\text{з}}. \quad (2.6.24)$$

Из сопоставления формул (2.6.24) и (2.6.3) видно, что при $m/l = 1$ и равенстве частот в запросной и беззапросной системах, доплеровское смещение в первой из них в два раза выше, чем во второй.

При пользовании формулой (2.6.24) допускается ошибка в оценке радиальной скорости, определяемая квадратичным членом разложения в (2.6.23). В отличие от беззапросных доплеровских систем указанная ошибка зависит только от отношения R/c и не зависит от отношения v/c [см. (2.6.2) и (2.6.3)]. Если эта ошибка соизмерима с другими ошибками, то необходимо учитывать квадратичный член разложения и пользоваться более точной формулой (2.6.23).

Функциональная схема запросной доплеровской системы представлена на рис. 2.29. В наземной аппаратуре синтезатор точных частот из высокостабильного колебания эталонного генератора $f_{\text{эт}}$ формирует сигнал запроса с несущей частотой f_z . Этот сигнал принимается на борту, преобразуется по частоте в m/l раз и ретранслируется обратно.

Преобразование частоты несущего колебания (уменьшение на m/l) при ретрансляции сигналов в системах с непрерывным излучением необходимо для предотвращения попадания мощных сигналов передатчиков в приемные устройства. Для исключения воздействия гармоник основной частоты отношение частот ответа и запроса выбирается дробным (m и l — взаимно простые целые числа).

В совмещенной радиосистеме для преобразования частоты в m/l раз из спектра принимаемого на борту сигнала необходимо выделить несущее колебание. Эта задача решается с помощью узкополосной фильтрации. Полоса узкополосного фильтра должна быть достаточно малой для отделения несущего колебания от боковых составляющих спектра и обеспечения достаточно большого отношения сигнал/шум в полосе фильтра. Фильтрация осуществляется на относительно невысокой частоте (порядка нескольких десятков мегагерц), на которую гетеродинируется запросный сигнал.

Преобразование частоты в ретрансляторе производится таким образом, чтобы исключить уход частоты из-за нестабильности бортового гетеродина. Для этого используется двукратное преобразование частоты, как показано, например, на схеме рис. 2.29. Как видно из схемы, излучаемая с борта частота равна $f_6 = m/l (f_z \pm F_d')$ и не зависит от частоты гетеродина f_r .

Наземный приемник в принципе не отличается от применяемого в беззапросных системах. Принятый на Земле сигнал также подвергается двойному преобразованию частоты и после узкополосной фильтрации поступает на цифровой измеритель. Для сохранения знака доплеровской частоты вводится частота подставки $F_{\text{ц}}$.

В запросных системах, в отличие от беззапросных, гетеродинные частоты в наземной аппаратуре формируются из частоты эталонного генератора $f_{\text{эт}}$, задающего, кроме того, частоту запросного сигнала. При рассмотрении функциональной схемы запросной системы нетрудно убедиться в том, что подлсжащая измерению частота равна $F_{\text{изм}} =$

$= F_{\Pi} \pm F_{\text{д}}$. Радиальная скорость КА находится по формуле

$$\dot{R} = - \frac{F_{\text{изм}} \pm F_{\Pi}}{2 (m/l) f_3} c. \quad (2.6.25)$$

Сравнение запросных и беззапросных систем показывает, что в них при измерении радиальной скорости КА возникают ошибки одинаково-

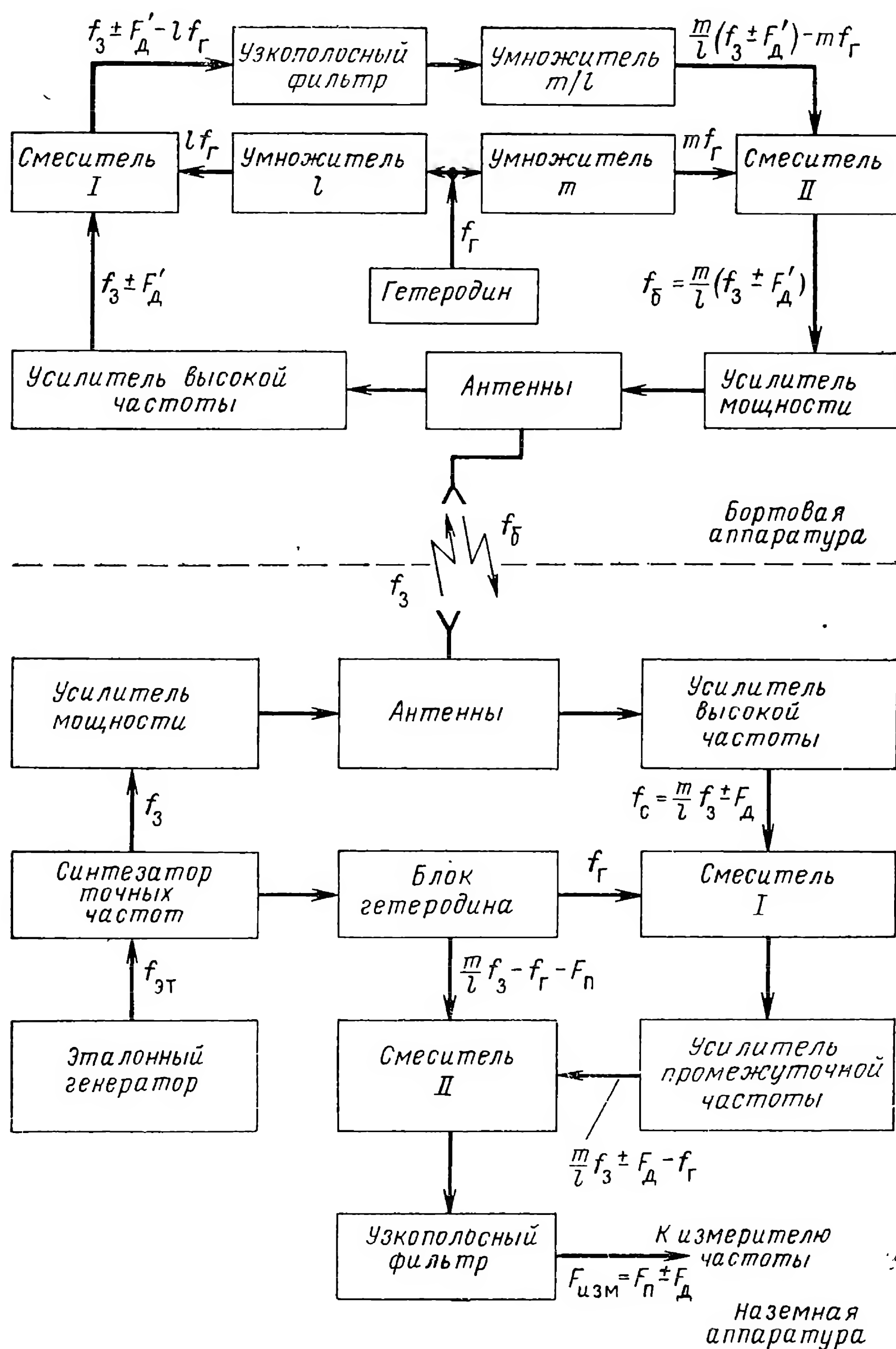


Рис. 2.29. Функциональная схема запросной радиосистемы измерения радиальной скорости.

го вида, однако нестабильность частот эталонных генераторов влияет на эти ошибки по-разному. Из (2.6.25) следует, что отклонение запросной частоты от номинала, вызванное долговременной нестабильностью эталонного генератора $\Delta f_z/f_z$, приводит к ошибке измерений, равной

$$\Delta \dot{R} = \frac{\Delta f_z}{f_z} \dot{R}. \quad (2.6.26)$$

Если допускается ошибка измерения $\Delta \dot{R} = 10 \text{ см/сек}$ и $\dot{R} = v_{II} \approx \approx 11,2 \text{ км/сек}$, то долговременная нестабильность генератора должна иметь порядок 10^{-5} .

Отметим, что ошибка из-за постоянного отклонения запросной частоты от номинального значения возникает в том случае, если запросная частота и счетная частота $F_{сч}$ в цифровых измерителях (см. рис. 2.28) являются независимыми. Обычно все частоты формируются от одного и того же эталонного генератора. При этом постоянное отклонение частоты f_z на точность измерения скорости не влияет. К ошибке приводит лишь уход частоты f_z за время распространения сигнала до КА и обратно. Для КА ближнего космоса это время составляет доли секунды, а для КА дальнего космоса — достигает десятков минут и более.

Относительный уход частоты эталонных генераторов за время распространения сигнала иногда называют кратковременной нестабильностью. Допустимая величина кратковременной нестабильности задающего генератора в запросных системах измерения скорости такая же, как и допустимая величина долговременной нестабильности задающего генератора в беззапросных системах (порядка 10^{-10} для рассмотренного выше примера). Во многих случаях кварцевые генераторы обеспечивают необходимую величину кратковременной стабильности и поэтому широко применяются в запросных системах измерения радиальной скорости.

В командно-измерительных комплексах нашли также применение системы измерения скорости, в которых режим измерения (запросный и беззапросный), устанавливается по соответствующей команде, например, передаваемой с наземного пункта. Рассмотрим возможный вариант осуществления такой системы [91]. Соответствующая функциональная схема бортовой аппаратуры приведена на рис. 2.30.

В беззапросном режиме с борта КА излучается колебание с несущей частотой f_6 , задаваемой автономным эталонным генератором. По доплеровскому смещению этой частоты производится определение радиальной скорости, так же, как и в рассмотренной выше беззапросной системе.

В запросном режиме несущая частота f_6 излучаемого с борта сигнала по-прежнему задается автономным эталонным генератором и не связана с частотой запроса f_z , как это было в системе, функциональная схема которой представлена на рис. 2.29. Однако теперь несущее колебание модулируется по фазе сигналом, частота $f_{\text{мод}}$ которого равна разности между частотой f'_6 , сформированной из частоты бортового эталонного генератора, и частотой принятого с Земли ко-

лебания $f_{\text{мод}} = f'_\delta - f_3 \pm F'_d$, где F'_d — доплеровское смещение принятого на борту запросного сигнала.

Колебание модулирующей частоты содержит информацию о взаимном уходе частот сигналов бортового и наземного эталонных генераторов. Выделяя на наземном пункте доплеровское смещение несущей частоты и частоту модуляции, можно определить радиальную скорость КА, учтя при этом систематическую ошибку из-за ухода частот эталонных генераторов. Переход из одного режима измерения скорости в другой производится по командам, замыкающим или разрывающим цепь от УПЧ к модулятору.

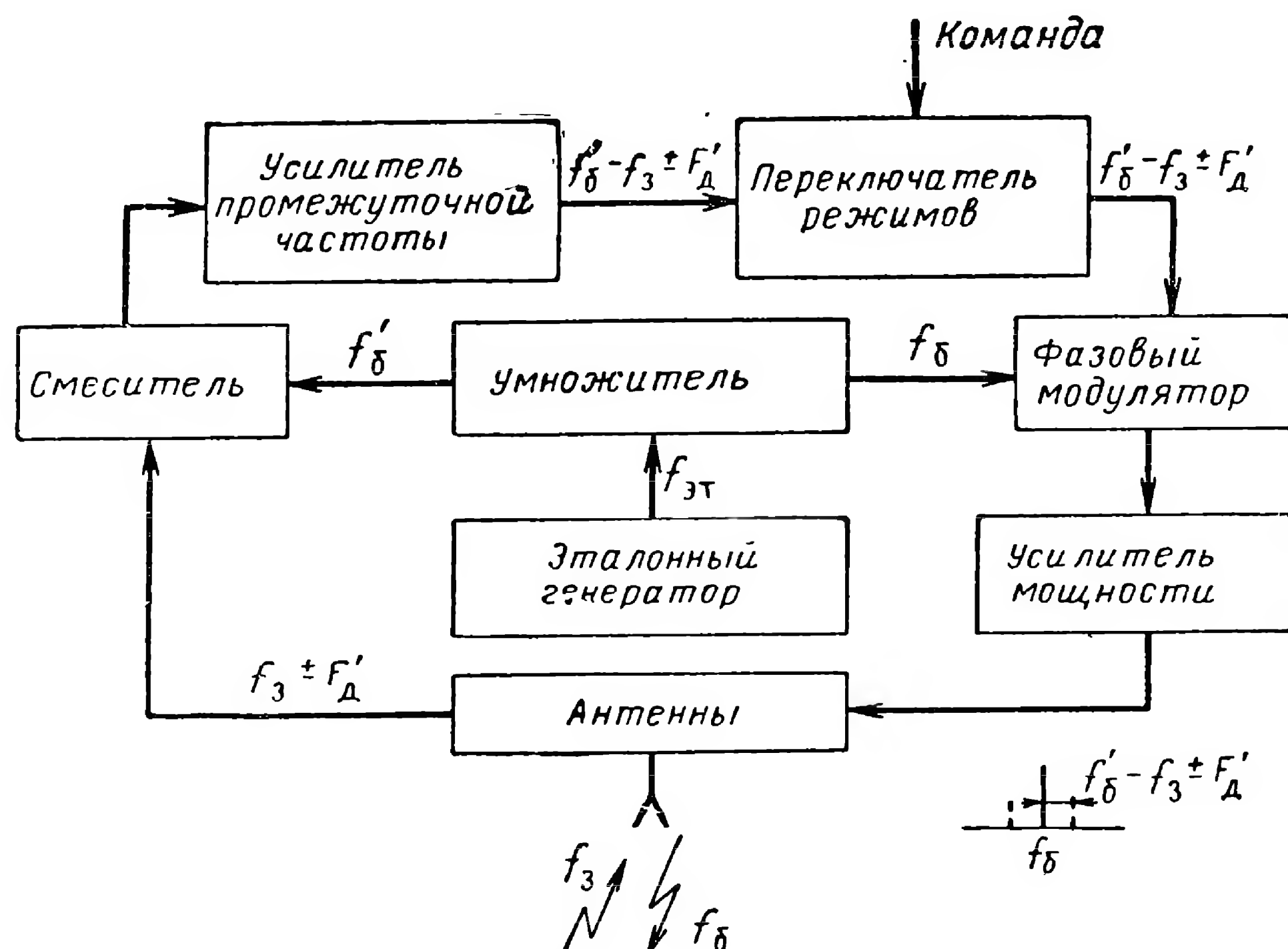


Рис. 2.30. Функциональная схема бортовой аппаратуры радиосистемы измерения радиальной скорости.

К преимуществам рассмотренной системы относится то, что в запросном режиме в ней не требуется узкополосной фильтрации колебания несущей частоты принятого с Земли сигнала. Недостатком является усложнение аппаратуры наземного пункта.

2. Измерение дальности

Из многочисленных методов дальнометрии, разработанных для радиолокации [1, 9, 13], в командно-измерительных комплексах могут использоваться лишь те, которые удовлетворяют специфическим требованиям космических радиолиний (см. § 2.4), в частности, удобны для применения при непрерывном излучении. С другой стороны, при управлении КА ряд требований, характерных для радиолокационных систем, не существен. Так, например, при радиоуправлении КА не стоит задача разрешения целей, так как на борту КА имеется ответчик и априорно известно, с каким КА осуществляется сеанс связи.

В дальномерных системах командно-измерительных комплексов процесс измерения расстояния R состоит в посылке на борт сигналов запроса, приеме на Земле ответных сигналов и определении времени τ_R распространения сигналов по трассе Земля—КА—Земля. Очевидно, что

$$R = \frac{\tau_R c}{2}. \quad (2.6.27)$$

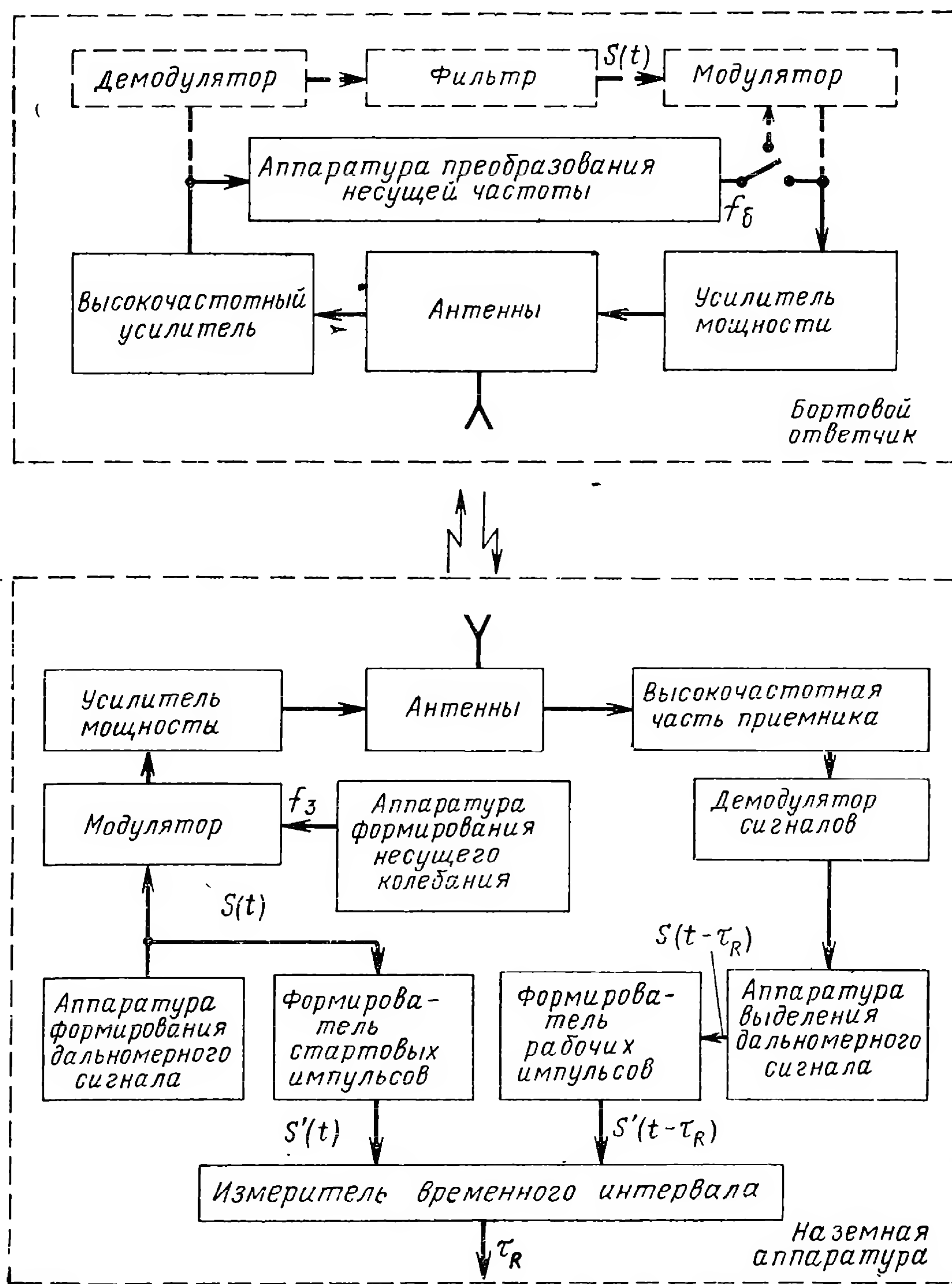


Рис. 2.31. Обобщенная функциональная схема системы измерения дальности.

На рис. 2.31 изображена обобщенная функциональная схема системы измерения дальности. Сформированный в наземной аппаратуре низкочастотный дальномерный сигнал $S(t)$ модулирует по ам-

плитуде, частоте или, наиболее часто, по фазе непрерывное несущее колебание и излучается на борт. Бортовой ответчик ретранслирует дальномерный сигнал обратно на Землю. Разделение каналов запроса и ответа осуществляется с помощью преобразования несущей частоты принятого сигнала на борту КА, например, аналогично тому, как это сделано в схеме, изображенной на рис. 2.29.

При ретрансляции в ответчике либо производится выделение и фильтрация дальномерного сигнала $S(t)$, либо он просто переизлучается на Землю. В первом случае схема ответчика оказывается сложнее (в нее добавочно вводятся блоки, изображенные на схеме 2.31

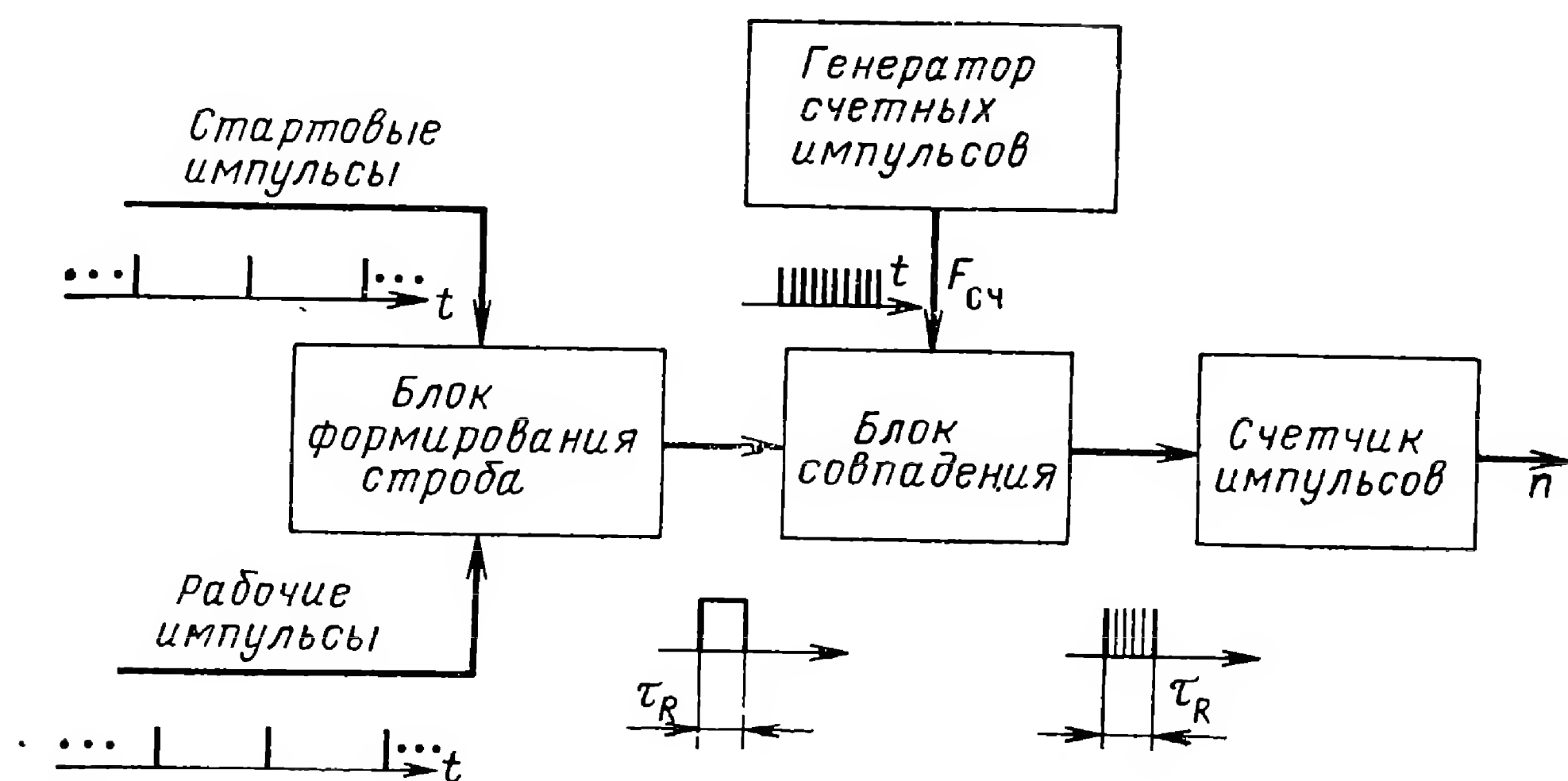


Рис. 2.32. Функциональная схема цифрового измерителя временного интервала.

пунктиром), но позволяет работать при более низком энергетическом потенциале радиолинии Земля—Борт. Кроме того, такая схема позволяет одновременно использовать дальномерный сигнал в качестве сигнала синхронизации командной радиолинии.

На Земле ретранслированные колебания принимаются, демодулируются и в итоге выделяется ответный дальномерный сигнал $S(t - \tau_R)$. Из запросного и ответного сигналов формируются стартовые и рабочие импульсы. Стартовыми импульсами отмечается время излучения, а рабочими — время приема дальномерного сигнала. Измеряя временной интервал между импульсами, находят величину τ_R и, следовательно, дальность R .

При определении величины τ_R , так же, как и при определении доплеровской частоты, используются цифровые измерители. Простейшая функциональная схема цифрового измерителя временного интервала приведена на рис. 2.32. Стартовые импульсы открывают, а рабочие закрывают блок формирования строба, длительность которого будет равна τ_R . В блоке совпадения сформированный строб заполняется счетными импульсами известной частоты $F_{сч}$, количество n которых фиксируется в счетчике. Оценка времени τ_R определяется по формуле $\tau_R = n/F_{сч}$.

а) Ошибки измерения дальности. Для определения составляющих ошибок измерения дальности нужно найти полный дифференциал вы-

ражения (2.6.27) и перейти к конечным приращениям. В результате для систематических и флюктуационных ошибок измерения соответственно имеем

$$\Delta R = \frac{R}{c} \Delta c + \frac{c}{2} \Delta \tau_R, \quad (2.6.28a)$$

$$\sigma_R = \left[\left(\frac{R}{c} \right)^2 \sigma_c^2 + \left(\frac{c}{2} \right)^2 \sigma_{\tau_R}^2 \right]^{1/2}. \quad (2.6.28б)$$

Из выражений (2.6.28) следует, что точность измерения дальности ограничивается точностью сведений о скорости распространения радиоволн и зависит от ошибок определения величины τ_R . Как уже отмечалось, систематическую ошибку Δc можно представить суммой $\Delta c = \Delta c_0 + \Delta c_n$. Поскольку неточность знания скорости света в вакууме оценивается величиной $\Delta c_0/c = 3 \cdot 10^{-8}$, то соответствующая ошибка измерения дальности, например, до Луны ($R \approx 400\,000$ км) составит величину, равную приблизительно 12 м. Составляющие Δc_n и σ_c обусловлены отклонением значения коэффициента преломления атмосферы от единицы, причем Δc_n определяется усредненным отклонением коэффициента преломления, а σ_c — его флюктуациями. При распространении радиоволн в атмосфере происходит дополнительное запаздывание радиосигнала. Оно связано с тем, что в атмосфере скорость распространения волн отличается от скорости света в вакууме и, кроме того, происходит некоторое увеличение длины траектории по сравнению с прямолинейной из-за рефракционного искривления распространяющихся лучей.

Длина луча в атмосфере зависит от рабочего угла места θ , поэтому влияние атмосферы сильнее сказывается при малых θ . Запаздывание сигнала в тропосфере приводит к ошибке в измерении дальности, величина которой при $\theta > 10^\circ$ оценивается выражением $\Delta R_{\text{тр}} \approx \approx 2,6/\sin \theta$, м. Численное значение ошибки составляет при $\theta \approx 0^\circ$ около 100 м, при $\theta = 10^\circ$ — 15 м. Введение поправок, учитывающих реальное состояние тропосферы, позволяет снизить величину этой ошибки до значений, меньших 1 м [37].

Запаздывание сигнала в ионосфере и соответствующие ошибки измерения дальности в первом приближении обратно пропорциональны квадрату несущей частоты. Для КА, находящихся выше ионосферы, при $\theta \approx 10^\circ$ на частоте $f = 10$ МГц ошибка измерения R составляет около 8 км; на $f = 1000$ МГц — около 0,08 км; а на частотах, больших 5 000 МГц, ошибка измерения пренебрежимо мала [37].

Приведенные примеры свидетельствуют о том, что при использовании в системах измерения дальности метрового или дециметрового диапазонов волн обычно требуется в результаты измерений вносить поправки, обеспечивающие ослабление влияния ионосферы. Существенное снижение ионосферной ошибки измерения при работе в указанных диапазонах достигается при двухчастотном методе определения поправок. Суть его та же, что и при двухчастотном методе измерения скорости.

Существенное влияние на точность измерения дальности оказывает задержка сигнала в радиотехнических цепях, особенно в бортовом ответчике. Для уменьшения этого влияния необходимо обеспечивать высокую стабильность параметров радиотехнических цепей, контролировать и учитывать величину задержек сигнала в аппаратуре.

При определении временного интервала цифровым измерителем, функциональная схема которого изображена на рис. 2.32, возникает ошибка дискретности. Максимальная величина ошибки измерения дальности, вызванной ошибкой дискретности, составляет $\delta R_{\text{макс}} = \pm c/2F_{\text{сч}}$. При необходимости эта ошибка может быть уменьшена, например при использовании измерителя нониусного типа [23].

Рассмотрим влияние шумов на точность измерения дальности.

Известно, что при наличии аддитивного широкополосного нормального шума потенциальная точность оценки значения τ_R , а значит и дальности R , может быть реализована в приемнике, в котором используется активный коррелятор либо согласованный фильтр. В обоих случаях в приемнике вычисляется взаимная корреляционная функция принятого на фоне шумов дальномерного сигнала с образцом запросного сигнала и находится запаздывание, при котором она принимает максимальное значение. Это максимальное значение является случайным. Его средняя величина не зависит от формы сигнала (вида функции автокорреляции) и при наличии шума со спектральной плотностью $G_{\text{ш}}$ равна $2Q_E$, где $Q_E = E_c/G_{\text{ш}}$ — энергетическое отношение в радиолинии. Чем уже максимальный пик корреляционной функции, тем точнее можно определить момент, когда достигается максимум и, следовательно, точнее измерить τ_R и R . Так как ширина корреляционного пика обратно пропорциональна ширине спектра сигнала, то точность измерения будет тем выше, чем шире спектр. При выполнении условия $Q_E \gg 1$, справедливого для высокоточных измерений, минимально достижимая среднеквадратическая ошибка измерения дальности [23]

$$\sigma_R = \frac{c/2}{2\pi\Delta F_c \sqrt{\frac{2E_c}{G_{\text{ш}}}}}, \quad (2.6.29)$$

где ΔF_c — среднеквадратическое значение ширины спектра $G(f)$ сигнала $S'(t)$;

$$\Delta F_c^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df}. \quad (2.6.30)$$

Когда период повторения дальномерного сигнала $S(t)$ меньше времени распространения τ_R , функция автокорреляции сигнала на интервале $[0, \tau_R]$ имеет более одного максимума и однозначные измерения становятся невозможными.

Из сказанного выше следует, что автокорреляционная функция $\Psi_0(\tau)$ дальномерного сигнала $S(t)$ должна удовлетворять следующим условиям.

1. Вблизи $\tau = 0$ функция $\Psi_0(\tau)$ должна представлять собой короткий импульс с крутыми фронтами. Это сводит к минимуму ошибку в определении положения импульса.

2. Половина периода повторения $\Psi_0(\tau)$ должна быть больше, чем время распространения сигнала в пределах расстояния до КА или априорной ошибки этого расстояния. Это необходимо для однозначного измерения дальности.

3. В интервале между $\tau = 0$ и значением τ , равным периоду повторения посылки, функция $\Psi_0(\tau)$ не должна иметь выбросов, сравнимых с главным выбросом (выбросом при $\tau = 0$). Это обеспечивает малую вероятность аномальных ошибок.

Наибольшее распространение в командно-измерительных комплексах КА нашли многошкальный дальномер с модуляцией гармоническими сигналами и одношкальный дальномер с модуляцией псевдослучайными сигналами. В этих дальномерах автокорреляционная функция дальномерного сигнала достаточно хорошо удовлетворяет рассмотренным требованиям.

б) Многошкальный дальномер с модуляцией гармоническими сигналами. Остановимся вначале на варианте дальномера, у которого сигнал состоит из колебаний нескольких частот, излучаемых последовательно, а измерение запаздывания производится отдельно на каждой частоте. В этом случае на модулятор в наземной аппаратуре (см. рис. 2.31) с выхода схемы формирования дальномерного сигнала поочередно поступают l гармонических колебаний с частотами F_{mi} ($i = 1, 2, \dots, l$). Частоты этих колебаний называются масштабными.

Схема выделения ответного дальномерного сигнала, стоящая на выходе демодулятора, представляет собой l однотипных систем ФАП. Каждая из них отфильтровывает колебание одной из масштабных частот. Таким образом, задача определения дальности сводится к последовательному измерению на l шкалах временных сдвигов между соответствующими синусоидальными колебаниями масштабных частот, что эквивалентно измерению фазовых набегов $\varphi_i = 2\pi F_{mi} \tau_R$. Поэтому этот метод дальнометрии часто называют фазовым.

Практически фазовый набег на каждой из масштабных частот измеряется как временной интервал с помощью устройства, изображенного на рис. 2.32. В моменты пересечения напряжениями масштабных частот нулевого уровня с положительной производной из синусоидальных колебаний формируются стартовые и рабочие импульсы, временной интервал между которыми несет информацию о дальности. Результаты замеров на всех масштабных частотах поступают в ЭЦВМ, где осуществляется раскрытие неоднозначности — стыковка шкал.

Набег фазы φ_i колебания i -й масштабной частоты F_{mi} за время распространения определяется в пределах 2π , и выражение для дальности может быть записано в следующем виде

$$R = \frac{c}{4\pi F_{mi}} (\varphi_i + 2\pi k_i),$$

$$i = 1, 2, \dots, l. \quad (2.6.31)$$

Здесь k_i — вообще говоря, неизвестные числа, показывающие, сколько полных периодов частоты $F_{m i}$ укладывается в величине τ_R . По существу, раскрытие неоднозначности сводится к вычислению числа k_i для самой высокой l -масштабной частоты ($i = l$), т. е. к нахождению k_l . Эта операция выполняется при промежуточной обработке, для чего производится совместное решение уравнений системы (2.6.31) при соответствующем округлении показаний, получаемых на разных шкалах.

Очевидно, что среднеквадратическая ошибка определения дальности на i -й шкале σ_{R_i} связана с ошибкой измерения фазы σ_{φ_i} соотношением

$$\sigma_{R_i} = \frac{c}{4\pi F_{m i}} \sigma_{\varphi_i}. \quad (2.6.32)$$

Для определения с заданной точностью истинного значения дальности до КА необходимо, чтобы номиналы масштабных частот удовлетворяли следующим условиям:

1. У с л о в и е о б е с п е ч е н и я з а д а н н о й т о ч н о с т и. Номинал самой высокой из частот $F_{m l}$ должен быть таким, чтобы при известной ошибке измерения фазы σ_{φ_l} ошибка измерения дальности не превосходила допустимой величины $\sigma_{R_{\text{доп}}}$

$$F_{m l} \geq \frac{c}{4\pi} \frac{\sigma_{\varphi_l}}{\sigma_{R_{\text{доп}}}}. \quad (2.6.33)$$

2. У с л о в и е о д н о з н а ч н о г о и з м е р е н и я. Номинал самой низкой из частот $F_{m 1}$ должен быть таким, чтобы фазовый набег на ней при максимальной дальности $R_{\text{макс}}$ не превышал 2π , т. е.

$$\varphi_{1 \text{ макс}} = 2\pi F_{m 1} \frac{2R_{\text{макс}}}{c} \leq 2\pi,$$

отсюда

$$F_{m 1} \leq \frac{c}{2R_{\text{макс}}}. \quad (2.6.34)$$

Если используются априорные сведения о дальности до КА, то в (2.6.34) вместо $R_{\text{макс}}$ следует подставить максимальную априорную ошибку $\Delta R_{\text{апр}}$.

3. У с л о в и е п р а в и л ь н о г о р а с к р ы т и я н е о д н о з н а ч н о с т и (с т ы к о в к и ш к а л). Номинал i -й частоты $F_{m i}$ должен быть таким, чтобы фазовый набег на этой частоте на отрезке времени $\tau_{\Delta R_{i-1}}$, соответствующем максимальной ошибке в определении дальности $(\Delta R_{i-1})_{\text{макс}}$ с помощью $(i-1)$ -й частоты, не превышал 2π , т. е. $2\pi F_{m i} \tau_{\Delta R_{i-1}} = \frac{2}{c} 2\pi F_{m i} (\Delta R_{i-1})_{\text{макс}} \leq 2\pi$.

Выражая $(\Delta R_{i-1})_{\text{макс}}$ через соответствующую фазовую ошибку $(\Delta \varphi_{i-1})_{\text{макс}}$, имеем

$$F_{m i} \leq \frac{2\pi}{(\Delta \varphi_{i-1})_{\text{макс}}} F_{m i-1}. \quad (2.6.35)$$

При этом считается, что каждая следующая шкала точнее предыдущей и ошибку измерения на ней можно не учитывать. Практически это оказывается справедливым, если отношение значений соседних масштабных частот выбрано не меньшим $3 \div 4$.

При стыковке шкал следует учитывать, что случайные ошибки измерения фазы имеют законы распределения, при которых в принципе возможно появление больших ошибок, близких к $\pm \pi$. Говоря о максимальной ошибке $\Delta\varphi_{\text{макс}}$, можно лишь утверждать с некоторой вероятностью, что она не будет превышена. Поэтому приходится вводить понятие вероятности неправильной стыковки шкал (вероятности сбоя). При высокой точности измерения фазы, когда закон распределения ошибок приблизительно нормальный с дисперсией σ_φ^2 , вероятность сбоя $P_{\text{сб}}$ при стыковке двух шкал определяется по формуле

$$P_{\text{сб}} \approx 1 - \Phi_1\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{макс}}}{\sigma_\varphi}\right), \quad (2.6.36)$$

где $\Phi_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-1/2 x^2} dx$ — интеграл вероятности.

В § 2.4 показано, что отношение сигнал/шум в шумовой полосе системы ФАП не должно опускаться ниже порогового значения, равного примерно 9 дБ. При этом фазовые флуктуации можно считать нормальными с дисперсией σ_φ^2 , определяемой по формуле (2.4.31). С учетом (2.4.31) выражение (2.6.32) для среднеквадратической ошибки измерения дальности можно представить в виде

$$\sigma_{R_i} = \frac{c}{4\pi F_{\text{м}i}} \frac{1}{\sqrt{\frac{2P_{\text{с}i}}{G_{\text{ш}} \Delta f_{\text{э}i}}}}, \quad (2.6.37)$$

где $\frac{P_{\text{с}i}}{G_{\text{ш}} \Delta f_{\text{э}i}} = \frac{P_{\text{с}i}}{P_{\text{ш}i}}$ — отношение сигнал/шум в канале выделения колебания i -й масштабной частоты.

В другом варианте многошкального дальномера разрешение неоднозначности производится непосредственно в приемнике [89], а не в процессе дальнейшей обработки на ЭЦВМ. В этом случае дальномерный сигнал $S(t)$ представляет собой колебания кратных масштабных частот, сформированные с помощью цепочки делителей частоты от общего задающего генератора (см. рис. 2.31). Перед поступлением в модулятор все колебания фазируются. В моменты времени, когда фазы всех масштабных частот совпадают, вырабатываются стартовые импульсы.

Схема выделения дальномерного сигнала представляет собой цифровое устройство регенерации частот, входящих в дальномерный сигнал. Это устройство генерирует колебания, когерентные с принятыми колебаниями, поступающими на него с демодулятора сигнала

(рис. 2.31). Для этого колебания наивысшей из частот $F_{m l}$ подаются, например, на вход цепочки цифровых делителей, которая вырабатывает колебания всех остальных частот.

Если кратность масштабных частот $F_{m l}/F_{m l-1} = a$, то восстановленный сигнал частоты $F_{m l-1}$ будет либо в фазе с принятым колебанием той же частоты, либо будет иметь дискретную разность фаз, кратную $360^\circ/a$. Фазы восстановленного и принятого сигналов сравниваются, после чего восстановленный сигнал дискретно сдвигается до тех пор, пока разность фаз не будет равна нулю.

После того как частоты $F_{m l-1}$ засинхронизированы, та же самая операция производится с частотами $F_{m l-2}$, $F_{m l-3}$ и вплоть до самых низких частот $F_{m 1}$. В результате сигнал $S(t - \tau_R)$ на входе схемы выделения дальномерного сигнала будет представлять собой сумму колебаний масштабных частот, сфазированных между собой так же, как излучаемый сигнал $S(t)$, но задержанный на время τ_R .

Поскольку для работы цепочки цифровых делителей требуется лишь напряжение наивысшей частоты, то после фазирования сигналов колебания всех низких частот могут больше не излучаться. Приемник будет отслеживать дальномерный сигнал с точностью до фазы колебания наивысшей частоты $F_{m l}$, а выдавать рабочие импульсы с периодом наинизшей частоты $F_{m 1}$.

Если априорная ошибка при определении дальности достаточно велика, то для однозначного измерения требуются очень низкие масштабные частоты. Непосредственно генерирование их встречает определенные технические затруднения. В этом случае для образования наиболее грубых шкал целесообразно использовать разность близких модуляционных частот.

В качестве примера приведем некоторые данные об одной из высокоточных фазовых дальномерных систем [89]. В системе используются масштабные частоты 100, 20, 4 кГц, 800, 160, 32 и 8 Гц. За исключением последних двух частот, отношение любых двух соседних частот равно 5 : 1. Первые три частоты непосредственно модулируют фазу несущей, а остальные образуются в результате биений колебаний с частотами 4000, 4800, 4160, 4032 и 4008 Гц. При отношении сигнал/шум в канале выделения наивысшей частоты 100 кГц не менее 21 дБ среднеквадратическая ошибка измерения дальности не превышает 15 м. Зона однозначного измерения, определяемая частотой 8 Гц, составляет 18 470 км.

в) Одношкальный дальномер с модуляцией псевдослучайными сигналами. В этом дальномере сигнал $S(t)$ представляет последовательность биполярных импульсов одинаковой длительности, следующих в определенном порядке. Чередование полярности импульсов подбирается таким образом, чтобы автокорреляционная функция дальномерного сигнала обладала свойствами, существенными для определения задержки, а именно: имела узкий максимальный пик при нулевой задержке и как можно меньшие выбросы при других задержках. Такая корреляционная функция напоминает автокорреляционную функцию виде шума. Поэтому этот сигнал называют псевдошумовым или псевдослучайным (ПС-сигналом).

Автокорреляционная функция периодической последовательности псевдослучайных сигналов также будет периодической. На рис. 2.33 приведена реализация семиразрядного периодического ПС-сигнала, его нормированная автокорреляционная функция $\Psi_0(\tau)$ и спектр $G(f)$. Автокорреляционная функция имеет пики, следующие друг за другом с периодом сигнала $T_{\text{ПС}}$. Значение ее модуля между пиками не превышает величины $1/n$, где n — количество импульсов (разрядов) в периоде. Крутизна пиков автокорреляционной функции и ширина спектра сигнала определяются длительностью одиночного импульса.

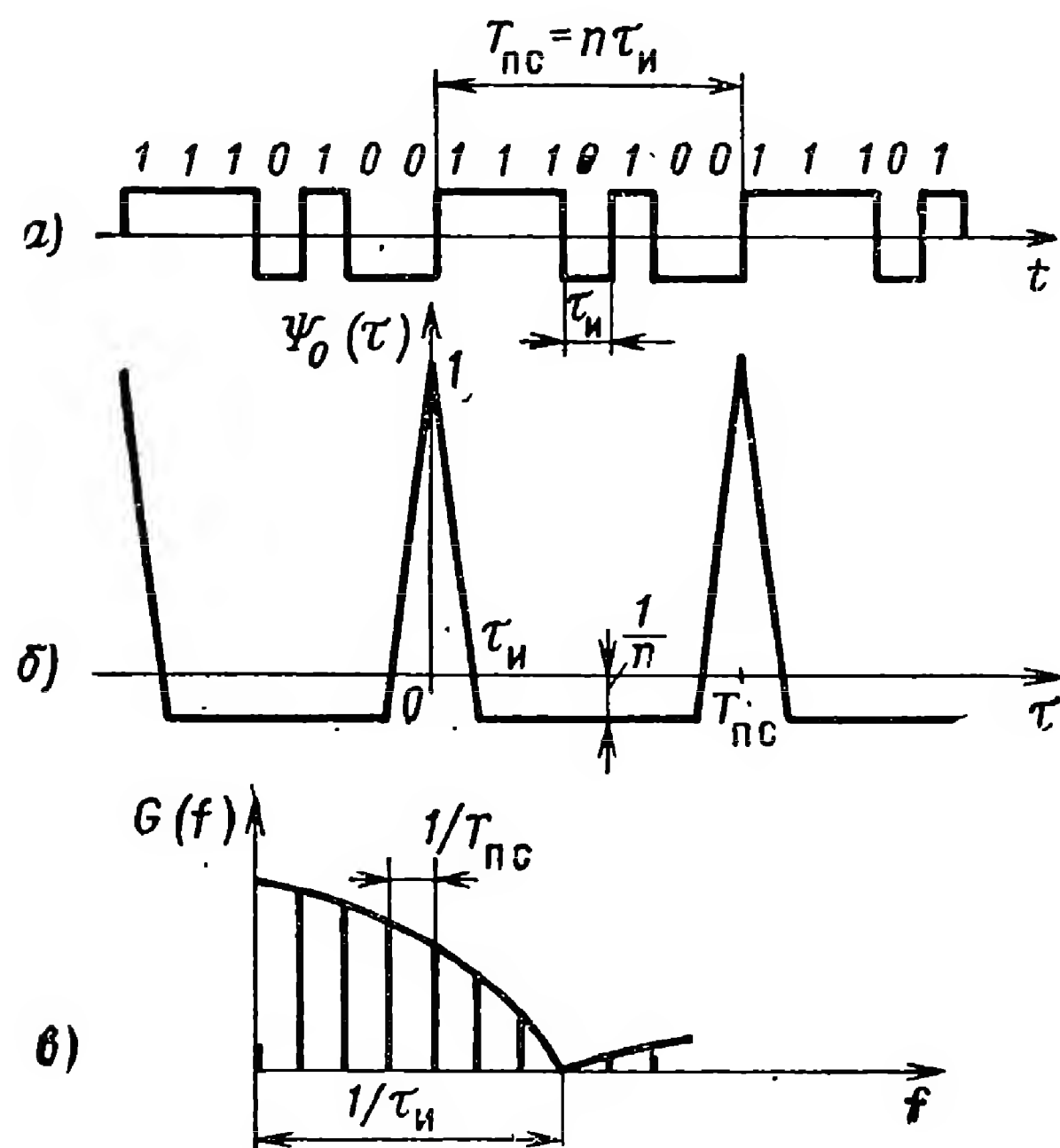


Рис. 2.33. Псевдослучайный видеосигнал: а — реализация семиразрядного видеосигнала; б — автокорреляционная функция непрерывного периодического видеосигнала; в — спектр мощности непрерывного периодического видеосигнала.

ПС-сигналы формируются на регистрах с обратной связью. С помощью k -разрядного регистра сдвига можно получить периодическую последовательность, состоящую из $n = 2^k - 1$ импульсов. На рис. 2.34 изображена схема трехразрядного сдвигающего регистра (разряды регистра обозначены на схеме цифрами 1, 2, 3) с сумматором по модулю два в цепи обратной связи, построенная на триггерах, принимающих состояние 0 или 1. Работой схемы управляют тактовые импульсы, следующие с интервалом $\tau_{\text{и}}$. Под действием очередного тактового импульса записанное в регистре число сдвигается на один разряд к выходу. При этом на вход первого разряда из сумматора

подаётся импульс всякий раз, когда сумматор даёт на выходе 1. Начальное состояние разрядов регистра может быть произвольным, за исключением состояния 000. Процессы в схеме поясняются таблицей (рис. 2.34, б) для случая, когда разряды регистра были установлены вначале в состояние 111 (символ 1 соответствует положительному выходному импульсу, символ 0 — отрицательному). Из анализа работы схемы видно, что после семи тактов процессы в ней повторяются. Таким образом, схема генерирует псевдослучайную последовательность видеоимпульсов 1110100 с периодом $T_{\text{ПС}} = n\tau_{\text{и}} = (2^3 - 1)\tau_{\text{и}} = 7\tau_{\text{и}}$.

Обратимся к обобщённой функциональной схеме системы измерения дальности (см. рис. 2.31). В модуляторе наземной части системы видеоимпульсами псевдослучайной последовательности $S(t)$ производится модуляция высокочастотного колебания. При этом несущее колебание может непосредственно манипулироваться по фазе. Однако для упрощения разделения каналов в совмещённой радиолинии чаще используют трехступенчатую модуляцию: вначале видеоимпульсами

манипулируют по фазе на ± 60 или $\pm 90^\circ$ поднесущую, а затем уже осуществляют модуляцию несущего колебания. Один из примеров использования трехступенчатой модуляции рассмотрен в § 8 гл. 4.

На выходе демодулятора наземного приемника ответный сигнал представляет собой искаженную шумами и задержанную на величину τ_R псевдослучайную последовательность видеоимпульсов. Выделение ее из шумов выполняет система слежения за задержкой, работающая аналогично системе ФАП частоты.

Один из возможных вариантов построения такой системы изображен на рис. 2.35, а. Во временном дискриминаторе, являющемся в данном случае двухканальным, осуществляется умножение (знак \times на

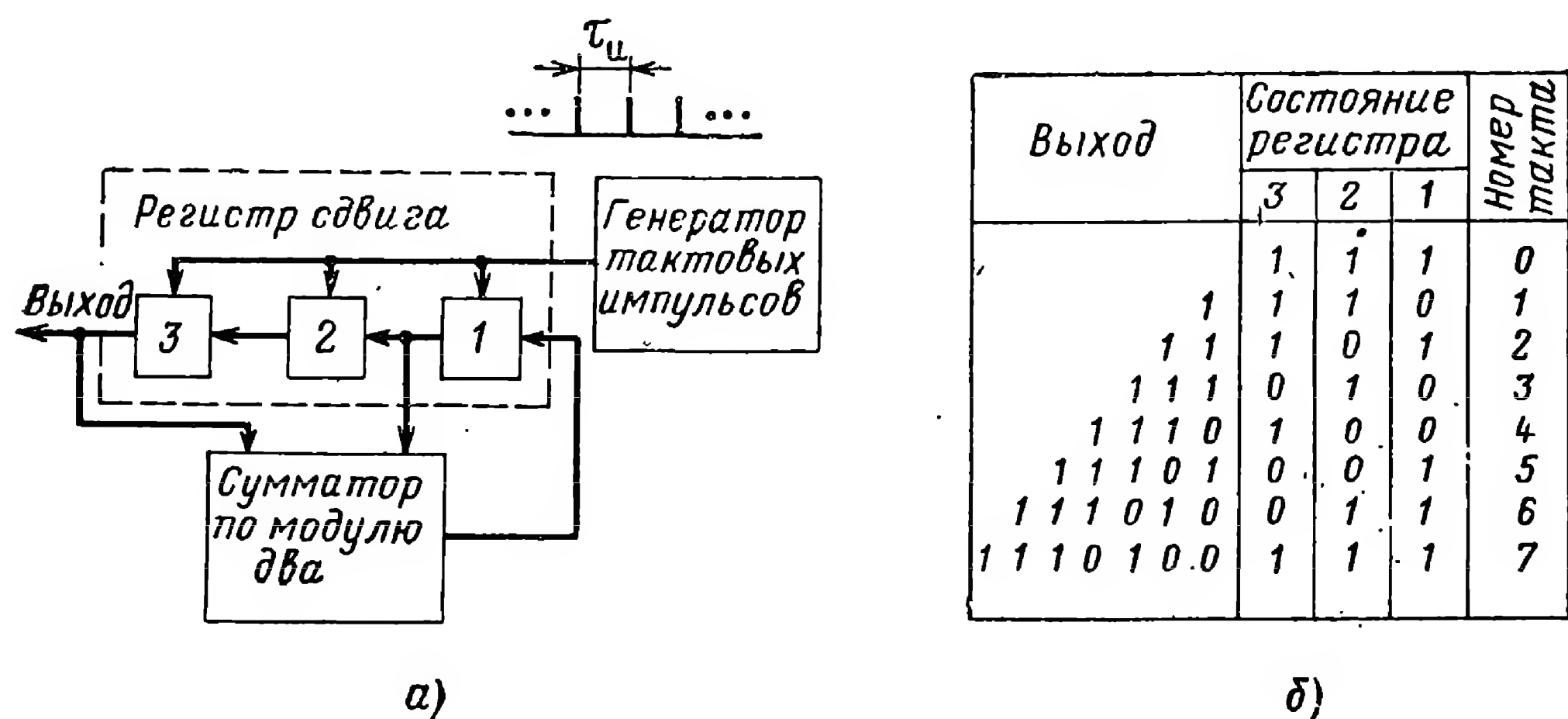


Рис. 2.34. Формирование псевдослучайного видеосигнала:
а — схема формирования; б — таблица, поясняющая процессы в схеме.

схеме рис. 2.35, а) смеси сигнала и шума на два опорных ПС-сигнала, сдвинутых относительно друг друга по времени на $2\tau_{и}$, и вычитание (знак — на схеме) полученных произведений. В рассматриваемой системе опорные напряжения подаются с k -го и $(k - 2)$ -го разрядов, а выходной сигнал $S(t - \tau)$ снимается с $(k - 1)$ -го разряда опорного генератора ПС-сигнала.

К выходу временного дискриминатора подключен низкочастотный фильтр, на выходе которого формируется напряжение U_y , управляющее частотой $F_{т и}$ генератора тактовых импульсов. Зависимость U_y от величины расстройки τ изображена в виде дискриминационной характеристики, приведенной на рис. 2.35, б. Дискриминационная характеристика представляет собой разность корреляционных функций ПС-сигналов, сдвинутых на время $\tau = 2\tau_{и}$. Механизм ее образования становится особенно наглядным, если предположить, что после перемножителей в схеме стоят фильтры, образующие корреляционные функции, а затем уже осуществляется вычитание.

После того, как система слежения за задержкой войдет в синхронизм, частота генератора тактовых импульсов совпадет с частотой следования импульсов входного сигнала и рабочая точка дискриминационной характеристики будет находиться в окрестности нуля. Динамическая ошибка слежения системы определяется астатизмом зам-

кнутого контура, а фильтрующие свойства — шумовой полосой последнего.

Известны также и другие варианты построения временного дискриминатора. Так, если в дискриминаторе, изображенном на рис. 2.35, а, опорные ПС-сигналы сдвинуть на $\tau_{и}$ (а не на $2\tau_{и}$), то крутизна дискриминационной характеристики будет в два раза большей, а область

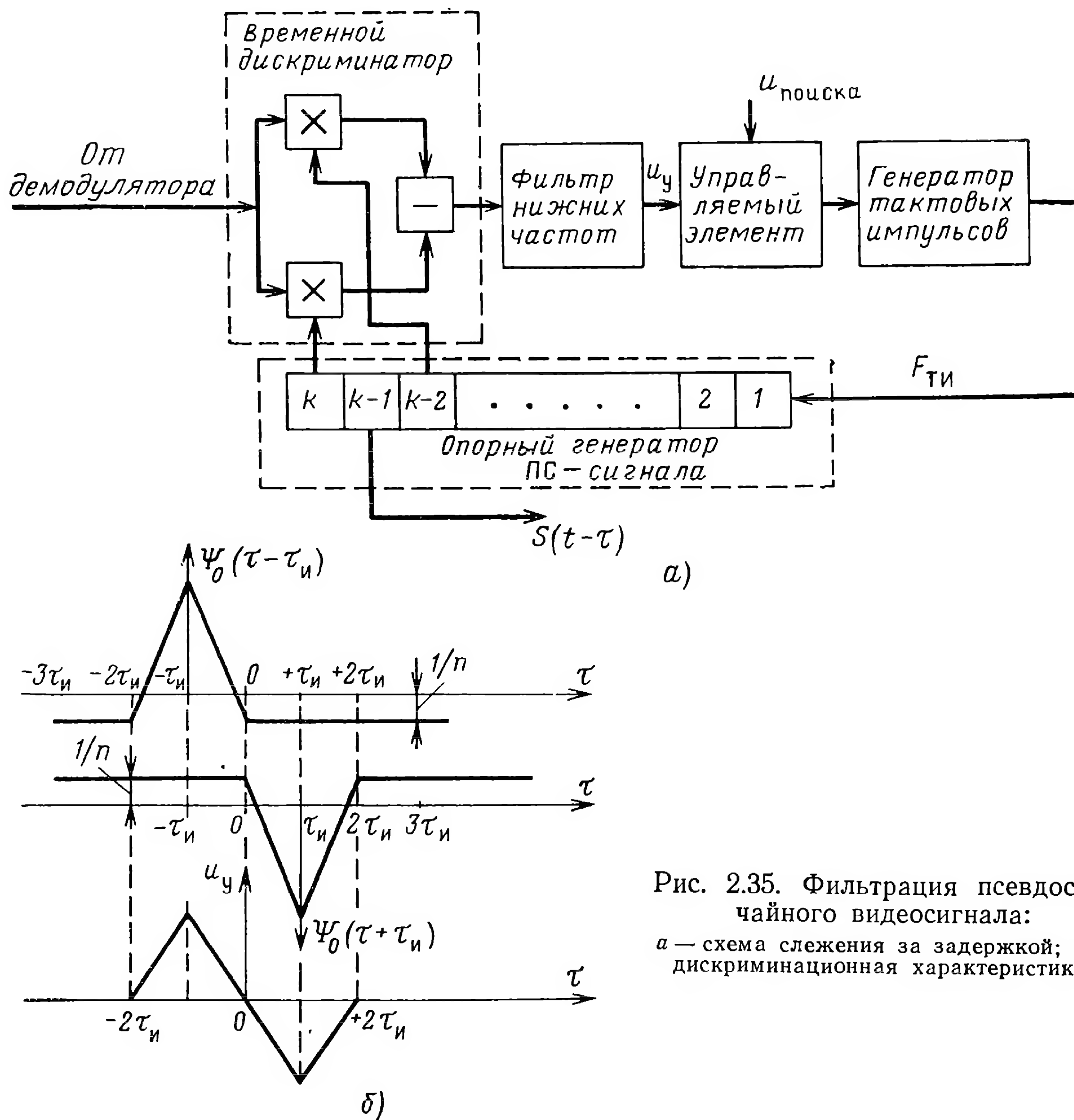


Рис. 2.35. Фильтрация псевдослучайного видеосигнала:
 а — схема слежения за задержкой; б — дискриминационная характеристика.

захвата системы слежения — в два раза меньшей. Кроме двухканальных, применяются и одноканальные дискриминаторы.

Основные трудности при выделении ПС-сигналов заключаются в обнаружении (поиске) сигнала и вхождении системы слежения в синхронизм. Трудности поиска объясняются тем, что дискриминационная характеристика (рис. 2.35, б) при $|\tau| > 2\tau_{и}$ не позволяет определить необходимое направление перестройки системы. Для поиска обычно используется внешнее напряжение $U_{поиска}$, подаваемое на управляющий элемент и изменяющее частоту генератора тактовых импульсов

(рис. 2.35, а). При этом изменяется разность фаз между колебаниями генератора тактовых импульсов и входными ПС-сигналами, а следовательно, меняется и задержка τ до тех пор, пока станет справедливым условие $|\tau| < 2\tau_{\text{и}}$ и на выходе временного дискриминатора появится управляющее напряжение. После этого система войдет в синхронизм, если разность частоты сигналов генератора тактовых импульсов и тактовой частоты входной ПС-последовательности импульсов будет меньше полосы следящей системы. Во многих случаях постоянная времени следящей системы имеет величину порядка периода последовательности $T_{\text{ПС}} = n\tau_{\text{и}}$, что позволяет достаточно эффективно использовать энер-

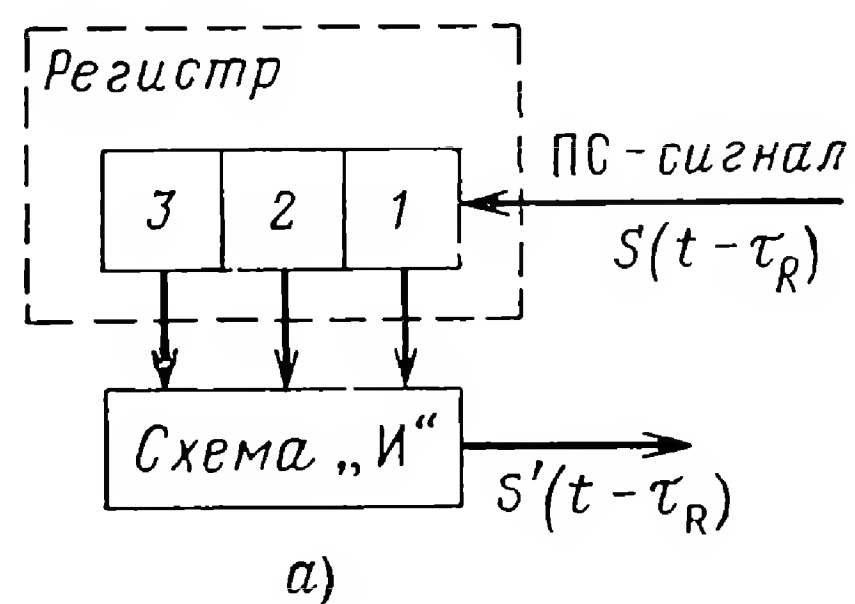
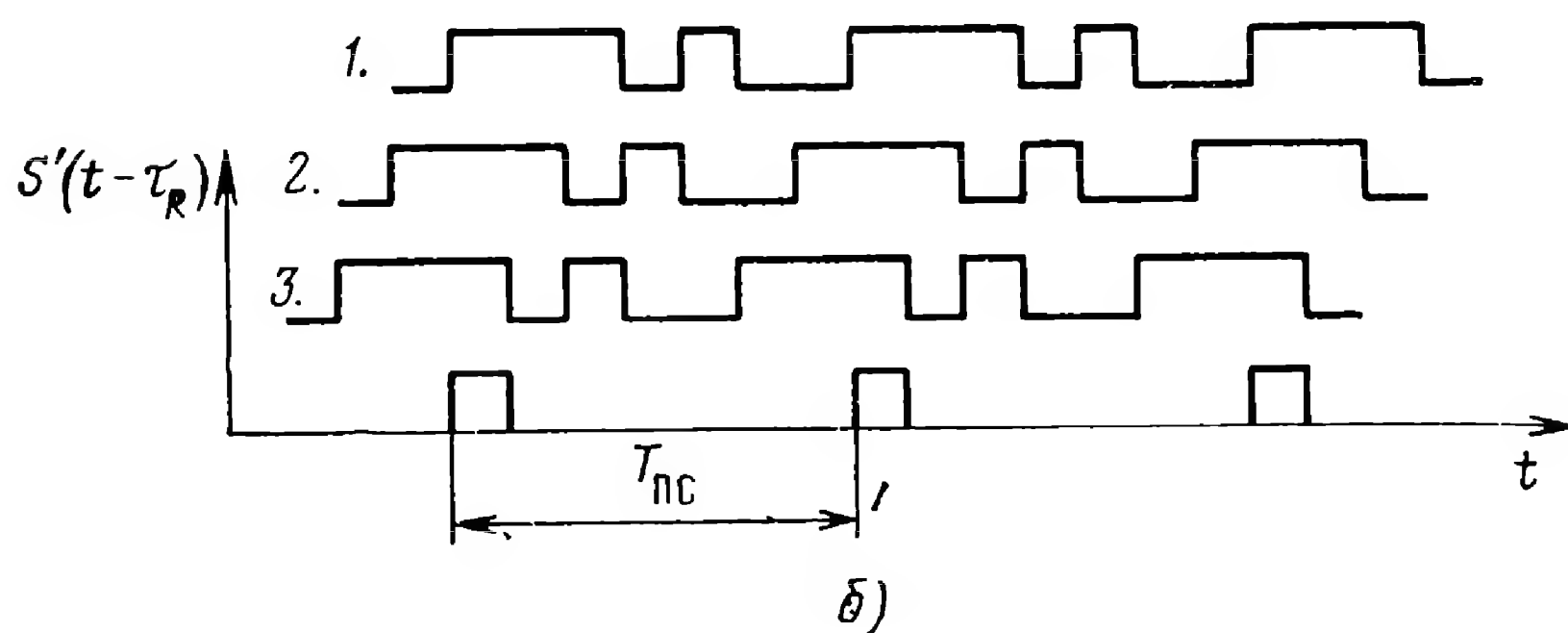


Рис. 2.36. Детектор псевдослучайного сигнала:

а — схема детектора; б — процессы в схеме.



гию принимаемого сигнала. Так как при поиске в наихудшем случае перебираются все n возможных моментов начала последовательности, а время «просмотра» в каждом случае равно постоянной времени системы, то максимальное время поиска

$$T_{\text{п макс}} = n^2 \tau_{\text{и}}. \quad (2.6.38)$$

Для ускорения поиска используют составные ПС-сигналы, имеющие дополнительные пики в автокорреляционной функции [38]. Другой путь основан на учете априорной информации о дальности до объекта, позволяющей производить поиск в ограниченных пределах.

Формирование стартовых $S'(t)$ и рабочих $S'(t - \tau_R)$ импульсов (см. рис. 2.31) в дальномере с ПС-сигналами осуществляется с помощью детекторов ПС-сигналов. Построение и принцип действия такого детектора поясняется рис. 2.36. При формировании, например, рабочих импульсов $S'(t - \tau_R)$ на регистр, стоящий на входе детектора, поступает периодическая ПС-последовательность видеоимпульсов $S(t - \tau_R)$. Выходом детектора является схема «и», вырабатывающая одиночный импульс при появлении единиц во всех разрядах регистра. Из временной диаграммы, приведенной на рис. 2.36, б, видно, что рабочие импульсы на выходе детектора ПС-сигналов следуют с периодом $T_{\text{ПС}}$.

Точно так же из ПС-последовательности запросного сигнала $S(t)$ формируются стартовые импульсы $S'(t)$. Временной интервал между стартовыми и рабочими импульсами будет равен времени распространения сигнала τ_R . Определяя это время, например, с помощью измерителя, функциональная схема которого изображена на рис. 2.32, находят значение дальности до КА.

Среднеквадратическая ошибка определения дальности σ_R связана с ошибкой измерения времени запаздывания σ_τ соотношением $\sigma_R = c\sigma_\tau/2$. Величина σ_τ зависит от построения и условий работы схемы слежения за задержкой, осуществляющей фильтрацию принимаемого сигнала. Величина σ_τ прямо пропорциональна длительности одиночного импульса τ_n , которая определяется номиналом тактовой частоты ПС-последовательности. Для схемы, изображенной на рис. 2.35, можно показать, что если отношение сигнал/шум в эквивалентной шумовой полосе Δf_Φ системы слежения за задержкой достаточно велико, то [107]

$$\sigma_\tau \approx \tau_n \sqrt{\frac{2\Delta f_\Phi}{Q}}. \quad (2.6.39)$$

В этом случае

$$\sigma_R \approx \frac{c}{2} \tau_n \sqrt{\frac{2\Delta f_\Phi}{Q}}, \quad (2.6.40)$$

где $Q = P_c/G_\Phi$ — энергетический потенциал ответного канала радиолинии измерения дальности; P_c — мощность дальномерного сигнала; G_Φ — спектральная плотность шума.

Рассматриваемые дальномеры, в которых используются ПС-сигналы, являются одношкальными. Однозначное измерение дальности в них обеспечивается при выполнении неравенства

$$T_{ПС} \geq \frac{2R_{\max}}{c}$$

или при наличии определенных априорных сведений о дальности

$$T_{ПС} \geq \frac{2\Delta R_{\text{апр}}}{c}.$$

Основным преимуществом дальномеров с ПС-сигналами является простота получения в них однозначного отсчета дальности при большой априорной ошибке $\Delta R_{\text{апр}}$. Для достижения при этом высокой точности измерений требуется применять сигналы с малой длительностью одиночных импульсов τ_n и, как следствие этого, с большим числом n . В свою очередь, это приводит к необходимости работы с широкополосными сигналами и значительно увеличивает [см. формулу (2.6.38)] время вхождения в синхронизм системы слежения за задержкой.

Остановимся на сравнении фазового метода дальнометрии с методом, использующим ПС-сигналы. Основными преимуществами фазо-

вого метода являются относительная простота осуществления узкополосной фильтрации дальномерного сигнала на борту КА и более быстрое вхождение в синхронизм следящих систем, обеспечивающих фильтрацию. Это связано с тем, что при измерении фазовым методом дальномерный сигнал состоит из сравнительно небольшого количества гармонических составляющих (модулирующих частот), тогда как ПС-сигнал занимает почти полностью участок спектра, ширина которого ориентировочно равна наивысшей модулирующей частоте при фазовом методе дальнометрии (при приблизительно одинаковых точностях обоих методов). Преимуществом рассмотренного метода дальнометрии с ПС-сигналами является возможность измерения больших расстояний при наличии одной шкалы.

Преимущества обоих методов реализуются в двухшкальном дальномере, в котором для грубого определения дальности используется ПС-сигнал, а для точного — одна достаточно высокая масштабная частота [23].

3. Измерение угловых координат и их производных

Направление на объект определяется угловыми координатами. Системы, измеряющие угловые координаты, называются пеленгаторами. В измерительной (топоцентрической) системе координат $Ox_T y_T z_T$ (рис. 2.6) угловыми координатами КА являются азимут $\psi_{аз}$ и угол места θ . Для их определения при радиоуправлении КА используются одноантенные и многоантенные (базовые) пеленгаторы. Одноантенные пеленгаторы имеют следящую антенну. Оценки снимаются с датчиков, фиксирующих положение оси антенны.

Одноантенные пеленгаторы рассмотрены в [1, 9, 13] и широко используются в радиолокации и радиовизирах систем управления. В командно-измерительном комплексе они применяются, в основном, для относительно грубого измерения углов. В случаях, когда требуется измерение угловых координат с высокой точностью, используются многоантенные пеленгаторы с антеннами, разнесенными на большие расстояния. Поскольку в таких пеленгаторах определение направления на КА производится по фазе радиосигналов, то они также называются фазовыми. Расстояние между антеннами пеленгатора, точнее, между их фазовыми центрами, называется базой. Обычно фазовые пеленгаторы делаются с неподвижными базами и в них производятся точечные оценки измеряемых параметров.

Оценки угловых координат, получаемые с фазовых пеленгаторов, непосредственно не связаны с положением оси антенн. Поэтому у них отсутствуют ошибки, вызванные механическими погрешностями, имеющие место в одноантенных пеленгаторах. Преимущество фазовых пеленгаторов состоит в том, что они позволяют достигнуть высокой точности измерения наиболее экономичными средствами. Действительно, точность любого пеленгатора в основном определяется его угловой чувствительностью, которая, в свою очередь, зависит от размеров антенной системы. Но антенна, имеющая единое зеркало, не может быть сделана очень большой из-за технических и экономических ограниче-

ний. Антенная система фазового пеленгатора состоит из нескольких, сравнительно небольших антенн, разнесенных на значительное расстояние, что обеспечивает высокую угловую чувствительность при относительной простоте и сравнительно малой стоимости.

Рассмотрим измерение угловых координат с помощью фазового пеленгатора. Обратимся к рис. 2.37. Введем топоцентрическую систему координат $O x_T y_T z_T$. Допустим, что три антенны пеленгатора A_1 , A_2 и A_3 расположены в горизонтальной плоскости на поверхности Земли по осям координатной системы. Причем антенны A_1 и A_2 на-

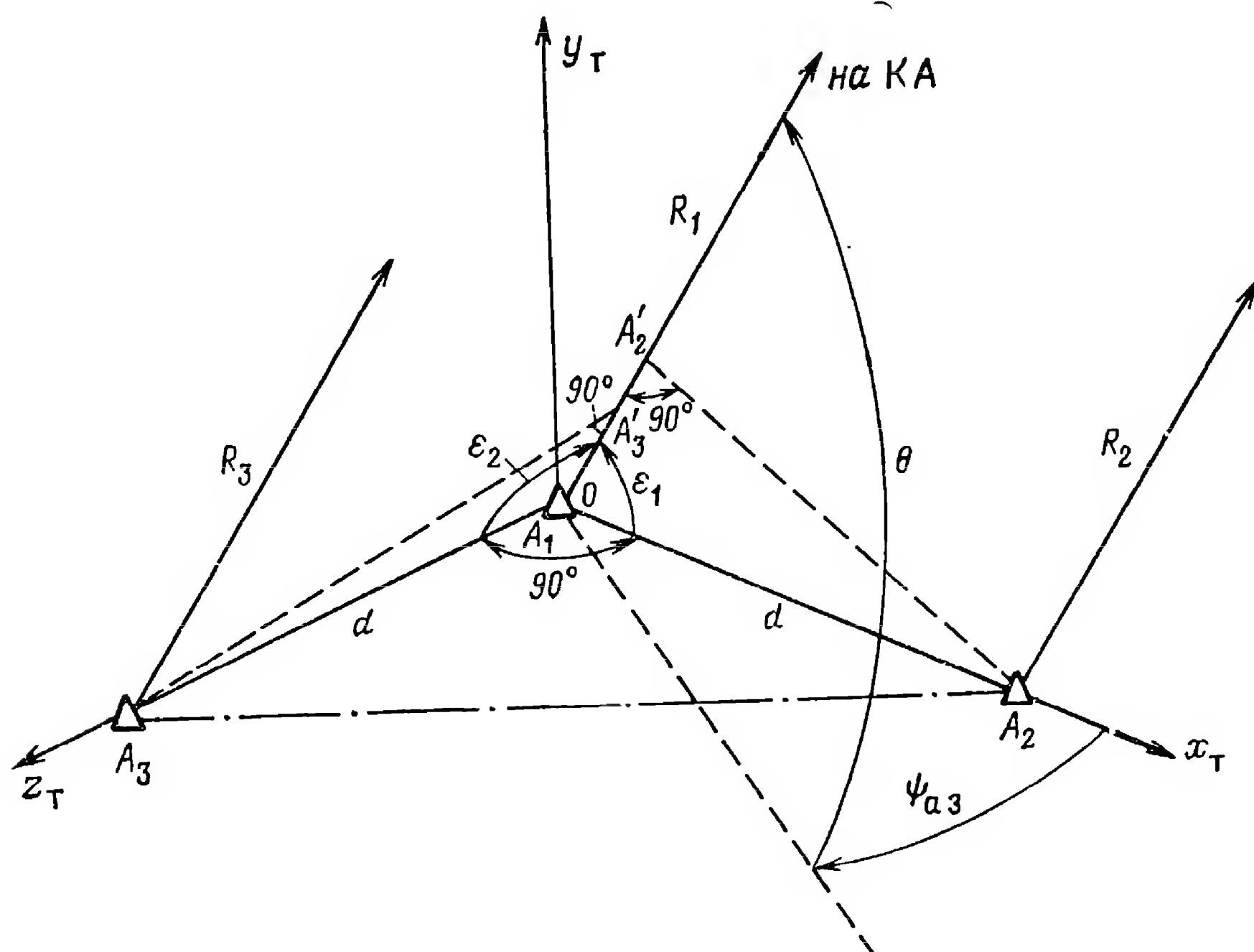


Рис. 2.37. Геометрические соотношения в фазовом пеленгаторе.

ходятся на оси x_T и образуют базу величиной d , а антенны A_1 и A_3 расположены на оси z_T и образуют вторую базу, также равную d . Расстояние от КА до антенн A_1 , A_2 и A_3 обозначим соответственно через R_1 , R_2 и R_3 . При применении фазовых пеленгаторов направление на КА удобнее задавать не углами ψ_{a3} и θ , а направляющими косинусами, т. е. косинусами углов ϵ_1 и ϵ_2 .

При большом удалении КА ($R \gg d$) приходящие в антенны радиолучи можно считать параллельными. В этом случае разность фаз между сигналами в антеннах A_1 , A_2 и A_1 , A_3 , как видно из прямоугольных треугольников $A_1A_2A_2'$ и $A_1A_3A_3'$, определяется разностью хода лучей на отрезках $A_1A_2' = d \cos \epsilon_1$ и $A_1A_3' = d \cos \epsilon_2$ соответственно. Поскольку фазу радиосигнала можно измерять в пределах 2π , то измеренные разности фаз Φ_{12} и Φ_{13} между сигналами в антеннах A_1A_2 и A_1A_3 будут равны

$$\Phi_{12} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \epsilon_1 - 2\pi k_1, \quad (2.6.41a)$$

$$\Phi_{13} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \epsilon_2 - 2\pi k_2, \quad (2.6.41b)$$

где λ — длина волны радиосигнала; k_1 и k_2 — целые числа, обеспечивающие выполнение условий $-\pi \leq \Phi_{12} \leq \pi$ и $-\pi \leq \Phi_{13} \leq \pi$.

По измеренным значениям Φ_{12} и Φ_{13} из соотношений (2.6.41) находятся направляющие косинусы КА. При этом так же, как в случае фазового метода измерения дальности, может возникнуть задача разрешения неоднозначности измерений. По существу, она сводится к вычислению чисел k_1 и k_2 . Для разрешения неоднозначности необходимо иметь грубые значения углов или направляющих косинусов. Для их нахождения используют или одноантенные пеленгаторы, или дополнительные пары антенн, расположенные вдоль основной базы на меньшем расстоянии друг от друга. Неоднозначность можно также исключить, применяя модулированный радиосигнал и измеряя дополнительно разность фаз на частоте модуляции.

При необходимости измеренные значения косинусов пересчитываются в азимут и угол места по формулам сферической тригонометрии

$$\psi_{аз} = \operatorname{arctg} \frac{\cos \varepsilon_1}{\cos \varepsilon_2},$$

$$\theta = \arccos \sqrt{\cos^2 \varepsilon_1 + \cos^2 \varepsilon_2}. \quad (2.6.42)$$

Однако при вычислении траектории движения КА пересчет по формулам (2.6.42), как правило, не производится, и при вторичной обработке в качестве навигационных параметров используются непосредственно величины направляющих косинусов.

Так как оба соотношения (2.6.41) идентичны, то в дальнейшем будем рассматривать определение одного направляющего косинуса и в обозначениях опустим индексы. Из (2.6.41) имеем

$$\cos \varepsilon = \frac{\lambda}{d} \left(\frac{\Phi}{2\pi} + k \right). \quad (2.6.43)$$

Ошибки измерения направляющих косинусов. Вычислив полный дифференциал выражения (2.6.43) и перейдя к конечным приращениям, находим выражения для систематической и случайной ошибок измерения направляющего косинуса

$$\Delta \cos \varepsilon = \cos \varepsilon \left(\frac{\Delta \lambda}{\lambda} - \frac{\Delta d}{d} \right) + \frac{\lambda}{2\pi d} \Delta \Phi, \quad (2.6.44a)$$

$$\sigma_{\cos \varepsilon} = \left[\frac{\sigma_\lambda^2}{\lambda^2} \cos^2 \varepsilon + \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 \sigma_\Phi^2 \right]^{1/2}. \quad (2.6.44б)$$

При оценке погрешностей измерения будем исходить из того, что необходимая точность определения направляющего косинуса в соответствии с данными табл. 2.3 ориентировочно равна 10^{-5} .

Первая составляющая ошибок в выражениях (2.6.44) связана с неточным знанием длины волны принимаемого сигнала. Поскольку

$\lambda = c/\dot{f}_c$, где c — скорость распространения радиоволн, а \dot{f}_c — частота принимаемого сигнала, то

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\Delta c}{c} - \frac{\Delta\dot{f}_c}{\dot{f}_c}, \quad (2.6.45a)$$

$$\frac{\sigma_\lambda^2}{\lambda^2} = \frac{\sigma_c^2}{c^2} + \frac{\sigma_{\dot{f}_c}^2}{\dot{f}_c^2}. \quad (2.6.45b)$$

При получении оценок с погрешностью порядка 10^{-5} неточное знание величины скорости распространения радиоволн практически не сказывается на результирующей точности измерений.

Составляющие $\Delta\dot{f}_c/\dot{f}_c$; $\sigma_{\dot{f}_c}/\dot{f}_c$ в выражениях (2.6.45) определяют ошибку из-за отклонения принимаемой частоты относительно номинального значения. Если вследствие доплеровского эффекта или нестабильности колебаний задающего генератора относительное отклонение частоты достигает 10^{-5} , то при вычислении величины направляющего косинуса нужно использовать значение \dot{f}_c , измеренное за время сеанса связи. Измерение принимаемой частоты с точностью, существенно большей 10^{-5} , не встречает затруднений, и указанная причина не лимитирует точности определения направляющего косинуса.

Вторая составляющая ошибки в выражении (2.6.44a) обусловлена погрешностью определения геометрического размера базы ($\Delta d/d$). Неменьшими по величине являются ошибки, не учитываемые выражениями (2.6.44), возникающие из-за неточности ориентации базы на местности. Современные геодезические методы позволяют установить величину базы с относительной погрешностью порядка 10^{-5} . Однако в процессе эксплуатации под влиянием климатических условий и деформации грунта геометрические размеры и ориентация базы изменяются [92]. Поэтому в фазовых пеленгаторах осуществляют периодический контроль базового расстояния и ориентации базы.

Последние составляющие ошибок в выражениях (2.6.44) связаны с флюктуационной σ_Φ и систематической $\Delta\Phi$ погрешностями определения разности фаз между сигналами в антеннах пеленгатора.

Рассмотрим причины возникновения этих погрешностей. Можно показать [77], что при постоянной угловой скорости движения КА шумовая ошибка оптимальной системы измерения разности фаз, отнесенная к середине интервала наблюдения, определяется дисперсией

$$\sigma_{\Phi_{\text{опт}}}^2 = \frac{1}{T} \frac{G_{\text{ш}}}{P_c}, \quad (2.6.46)$$

где $G_{\text{ш}}$ — спектральная плотность шума на входе приемника; P_c — мощность принимаемого сигнала; T — интервал измерения.

Шумовая ошибка реального измерителя зависит от конкретного построения системы и может превышать минимально возможную в несколько раз.

А п п а р а т у р н ы е п о г р е ш н о с т и. Существенное влияние на погрешность измерения разности фаз оказывают неучтенные фазовые сдвиги сигналов в аппаратуре. Они возникают: из-за неиден-

тичности фазовых характеристик антенн или в результате различного направления антенн на КА при приеме сигналов; из-за различных фазовых задержек сигналов в каналах пеленгатора, идущих от разнесенных антенн; из-за паразитных связей между этими каналами.

Дополнительные набег фазы при распространении радиосигнала в атмосфере. Для КА, находящихся за пределами атмосферы, дополнительная разность хода лучей (ошибка из-за регулярной рефракции) выявляется только при учете шарообразности Земли и имеет заметную величину лишь при малых углах места. Движущиеся атмосферные неоднородности вызывают дополнительные фазовые флуктуации в случае, если их размеры сравнимы или меньше базы пеленгатора. Влияние таких флуктуаций частично уменьшается за счет сглаживания результатов отдельных измерений при длительных сеансах.

Дополнительный набег фазы из-за ухода частоты задающего генератора. В результате ухода частоты этого генератора за интервал времени τ , определяемый разностью времени приема сигналов разнесенными антеннами, происходит дополнительный набег фазы. При постоянной скорости ухода частоты генератора \dot{f} получим

$$\Delta\Phi_{\text{уход}} \approx \frac{2\pi\dot{f}\tau^2}{2}. \quad (2.6.47)$$

В большинстве случаев величина этой ошибки пренебрежимо мала.

Ошибки аберрации. Эти ошибки обусловлены смещением радиолуча вследствие конечного отношения скорости движения КА к скорости света. В результате явления аберрации доплеровские частоты сигналов, принимаемых разнесенными антеннами пеленгатора, отличаются на величину ΔF_d . Поэтому за время τ_p распространения радиоволн от КА до пеленгатора возникает дополнительная разность фаз, равная

$$\Delta\Phi_{ab} \approx 2\pi\Delta F_d \tau_p = \frac{2\pi f_0}{c} \frac{v_T d \sin \varepsilon}{c}, \quad (2.6.48)$$

где f_0 — частота излучаемого с КА сигнала; v_T — тангенциальная составляющая вектора скорости КА.

Помимо рассмотренных малых ошибок, учитываемых выражениями (2.6.44), возможны грубые (аномальные) ошибки, связанные с неправильным раскрытием неоднозначности. Аномальная ошибка кратна отношению λ/d .

Обычно в фазовом пеленгаторе имеются малые и большие базы, вводимые для раскрытия неоднозначности. Каждой из баз соответствует определенная измерительная шкала. Стыковка шкал производится так же, как и в фазовом дальномере.

Измерение разности фаз Φ удобнее осуществлять на достаточно низкой частоте. Поэтому принятые разнесенными антеннами радиосигналы преобразуют по частоте. Преобразование должно быть выполнено так, чтобы сохранилась первоначальная разность фаз принятых

сигналов. Наибольший интерес с этой точки зрения представляют пеленгаторы, у которых принятые антеннами сигналы получают основное усиление в общем тракте. Это позволяет снизить аппаратные ошибки. Упрощенная функциональная схема возможного варианта осуществления такого пеленгатора приведена на рис. 2.38. Излучаемые бортовым передатчиком сигналы принимаются на две разнесенные

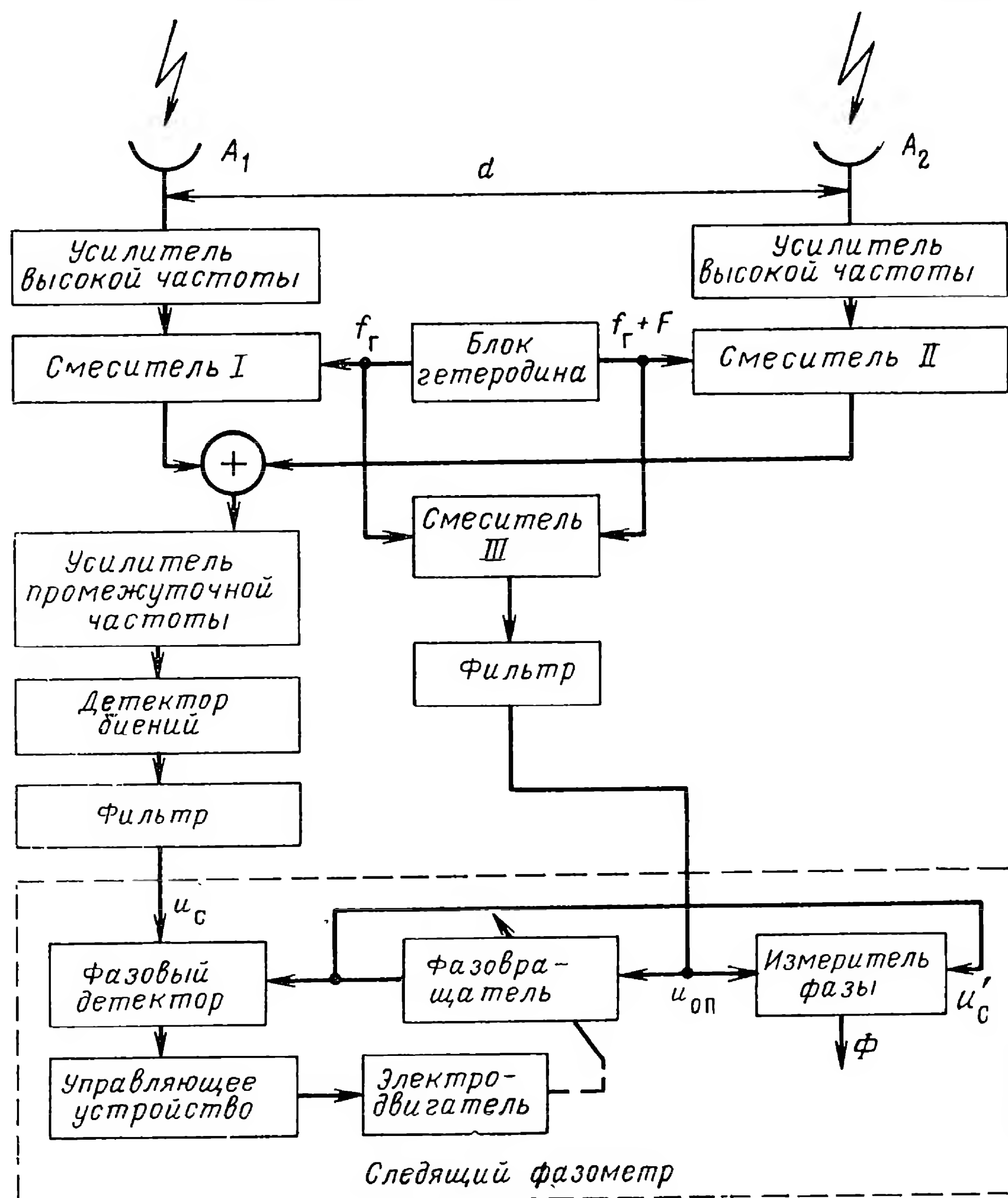


Рис. 2.38. Упрощенная функциональная схема фазового пеленгатора.

антенны A_1 и A_2 , усиливаются в усилителях высокой частоты и поступают в смесители I и II. На эти смесители также подаются сдвинутые на некоторую частоту F сигналы гетеродинов. В результате сигналы, поступающие из первой и второй антенн, получают различную промежуточную частоту. После сложения оба сигнала поступают в общий усилитель промежуточной частоты, в котором осуществляют основное усиление. Разность гетеродинных частот выбирается достаточно малой, такой, чтобы фазовые сдвиги в этом усилителе практически не влияли на измеряемую разность фаз принятых сигналов.

Напряжение с выхода усилителя детектируется на детекторе биений, и из него выделяется сигнальное колебание u_c с частотой F . Оно поступает на следящий фазометр, в котором выполняется основная фильтрация. На этот фазометр поступает также колебание частоты F , формируемое на выходе смесителя III из колебаний гетеродинных частот f_r и $f_r + F$. Разность фаз сигнального и опорного колебаний несет информацию о направляющем косинусе КА.

В фазовом детекторе следящего фазометра происходит сравнение фаз сигнального и опорного колебаний и вырабатывается сигнал ошибки, управляющий работой электродвигателя. На валу электродвигателя укреплен ротор фазовращателя. Фазовращатель изменяет фазу опорного напряжения $u_{оп}$ до совпадения с фазой сигнала u_c . С выхода фазовращателя напряжение u'_c поступает на измеритель фазы. Измеритель фазы является цифровым устройством, представляющим собой измеритель временного интервала, аналогичный изображенному на рис. 2.32.

Описанный фазометр эквивалентен следящему фильтру. При изменении частоты сигнала u_c из-за наличия угловой скорости в нем возникает динамическая ошибка, уменьшение которой возможно за счет увеличения астатизма следящей системы.

Аппаратурные ошибки в рассматриваемом пеленгаторе возникают главным образом, из-за различия фазовых сдвигов в высокочастотных каналах, а также вследствие изменений наклона фазовой характеристики общего усилителя промежуточной частоты. Для их уменьшения применяют также калибровку приемного устройства по контрольному сигналу, который одновременно подается на входы обоих каналов.

Аппаратурная ошибка обычно является доминирующей составляющей в общей ошибке фазовой системы.

Шумовая ошибка измерения зависит от построения пеленгатора. С этой точки зрения схема, изображенная на рис. 2.38, уступает оптимальной. Проигрыш вызван тем, что в рассматриваемом пеленгаторе для уменьшения аппаратурной ошибки основное усиление осуществляется в общем тракте и для выделения колебания частоты F , несущего информацию о разности фаз, используется детектор биений, а не перемножитель, как это имеет место в оптимальной системе [77]. Действительно, поскольку полоса пропускания усилителей высокой частоты в каналах пеленгатора существенно превышает F , то при сложении напряжений на входе усилителя промежуточной частоты спектральная плотность шумов практически удваивается. Использование детектора биений вместо перемножителя также вдвое увеличивает дисперсию ошибок результатов измерений, так как на выходе детектора, помимо биений сигнала с шумом «своего» канала, возникают биения сигнала с шумом «чужого» канала.

Таким образом, рассматриваемая схема пеленгатора при достаточно большом отношении сигнал/шум на входе детектора биений проигрывает оптимальной по дисперсии шумовой ошибки σ_{Φ}^2 примерно в четыре раза. Соответственно для рассматриваемой схемы имеем

$$\sigma_{\Phi}^2 \simeq \frac{8G_{ш}}{P_c} \Delta F_{\Phi}, \quad (2.6.49)$$

где $\Delta F_{\text{э}} = 1/2T$ — эквивалентная шумовая полоса фазометра, рассматриваемого как фильтр нижних частот, согласованный с полным временем измерения T .

Для уменьшения систематических ошибок измерения пеленгаторы высокой точности периодически подвергаются юстировке. При юстировке производится пеленгование источника излучения с известными координатами и составляются таблицы поправок к отсчетам. Источник излучения может быть расположен, например, на специальной юстировочной вышке. Для юстировки пеленгаторов дальнего действия используют или естественные дискретные источники космического радиоизлучения (радиозвезды), или специальные искусственные спутники Земли.

Измерение производных угловых координат. В командно-измерительных комплексах обычно измеряются производные направляющих косинусов $\dot{U}_1 = d \cos \varepsilon_1 / dt$ и $\dot{U}_2 = d \cos \varepsilon_2 / dt$. В случае необходимости от производных \dot{U}_1 и \dot{U}_2 можно перейти к угловым скоростям по азимуту и углу места по формулам, полученным дифференцированием по времени соотношений (2.6.41),

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_{\text{аз}} &= \frac{\dot{U}_1 \cos \psi_{\text{аз}} - \dot{U}_2 \sin \psi_{\text{аз}}}{\cos \theta}, \\ \dot{\theta} &= \frac{\dot{U}_1 \sin \psi_{\text{аз}} + \dot{U}_2 \cos \psi_{\text{аз}}}{\sin \theta}.\end{aligned}\quad (2.6.50)$$

Для определения производных \dot{U}_1 и \dot{U}_2 используются разнесенные на местности антенны с взаимно перпендикулярными базами, ориентированные в пространстве так же, как при измерении направляющих косинусов (рис. 2.37).

Рассмотрим измерение производной одного из направляющих косинусов. Дифференцируя по времени выражение (2.6.43), имеем

$$\dot{U} = \frac{d}{dt} \cos \varepsilon = \frac{\lambda}{d} \frac{\dot{\Phi}}{2\pi} = \frac{\lambda}{d} \delta F_{\text{д}}. \quad (2.6.51)$$

Таким образом, для оценки \dot{U} необходимо измерять скорость изменения разности фаз сигналов, принятых разнесенными антеннами, т. е. определять разность доплеровских частот принимаемых сигналов $\delta F_{\text{д}}$. Отсчеты \dot{U} , в отличие от отсчетов направляющих косинусов, получаются однозначными, независимо от размеров базы d .

Ошибки в оценке производной \dot{U} находятся дифференцированием выражения (2.6.51)

$$\Delta \dot{U} = \dot{U} \left(\frac{\Delta \lambda}{\lambda} - \frac{\Delta d}{d} \right) + \frac{\lambda}{d} \Delta (\delta F_{\text{д}}), \quad (2.6.52a)$$

$$\sigma_{\dot{U}} = \left[\dot{U}^2 \left(\frac{\sigma_{\lambda}}{\lambda} \right)^2 + \left(\frac{\lambda}{d} \right)^2 \sigma_{\delta F_{\text{д}}}^2 \right]^{1/2} \quad (2.6.52b)$$

Первые две составляющие ошибок в выражениях (2.6.52) аналогичны рассмотренным выше при измерении направляющих косинусов, а последняя — связана с погрешностями измерения разностной частоты δF_d . Очевидно, что чем больше отношение d/λ , тем менее жесткие требования предъявляются к измерению δF_d . Для обеспечения необходимых точностей измерения \dot{U} отношение d/λ должно быть существенно большим, чем при измерении направляющих косинусов. В реальных системах оно доходит до величин порядка 10^4 и более [6].

Для получения оценок \dot{U} в принципе может использоваться фазовый пеленгатор, функциональная схема которого приведена на

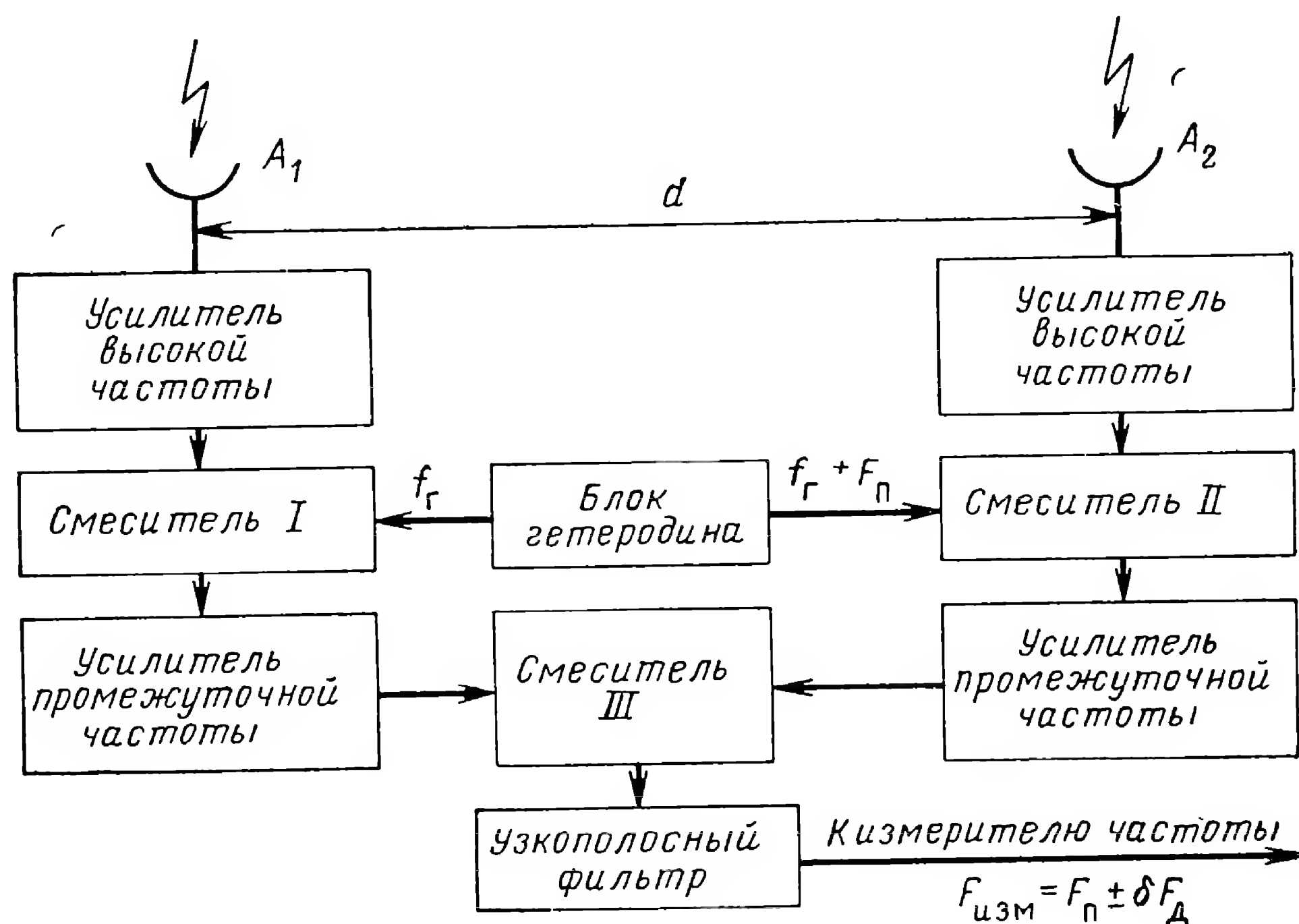


Рис. 2.39. Упрощенная функциональная схема системы измерения производных направляющих косинусов.

рис. 2.38, если вместо фазы контролировать производную этой фазы. Однако поскольку постоянные фазовые сдвиги, приводящие к ошибкам измерения направляющих косинусов, в данном случае не существенны, то целесообразно использовать более простую схему.

Упрощенная функциональная схема системы измерения производных направляющих косинусов изображена на рис. 2.39. Принятые разнесенными антеннами A_1 и A_2 сигналы космического аппарата после предварительного усиления взаимно смещаются по частоте на величину F_n в смесителях I и II. Узкополосный фильтр, стоящий на выходе смесителя III, выдает сигнал биений, частота которого $F_{изм} = F_n \pm \delta F_d$ подлежит измерению. Как правило, измерение частоты осуществляется с помощью периодомера (см. рис. 2.28, б). Так как для определения \dot{U} необходима двухканальная схема, то при прочих равных условиях дисперсия шумовой ошибки измерения в данном случае по крайней мере в два раза превышает дисперсию оценки доплеровской частоты, определяемой формулой (2.6.18).

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

§ 3.1. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ РАДИОПОМЕХ

Система радиоправления представляет собой совокупность звеньев различной физической природы, на каждое из которых могут действовать помехи, так или иначе нарушающие работу системы управления. В соответствии с общей направленностью книги, будем рассматривать только радиопомехи*) (воздействующие на систему управления через радиозвенья) и оценивать влияние этих помех на качество работы системы.

Помехи так же, как и сигналы, представляют собой реализации случайных или квазидетерминированных процессов, поэтому для их описания используется аппарат теории вероятностей и случайных процессов. Отличие помехи от полезного сигнала состоит в том, что в ней не содержится информация, необходимая получателю. По характеру взаимодействия с сигналом можно выделить две группы помех: аддитивные и модулирующие.

Аддитивные помехи представляют собой мешающий сигнал, суммирующийся с полезным сигналом на входе приемного тракта радиоприемника. Действие модулирующих помех сводится к появлению дополнительной модуляции полезного сигнала по какому-то одному из параметров (или сразу по нескольким параметрам), например по амплитуде, фазе, частоте, времени задержки и т. д. Вообще говоря, при исследовании действия помехи на радиоприемник можно (для упрощения математических выкладок) аддитивную помеху представить как модулирующую и наоборот. Необходимо учитывать, однако, что при сведении модулирующей помехи к аддитивной характеристики последней зависят от параметров полезного сигнала.

Например, помехи, связанные с переотражением полезного сигнала (или с многолучевым распространением), обычно рассматриваются как аддитивные, но при этом учитывается, что их интенсивность пропорциональна мощности полезного сигнала. Таким образом, для практики важнее различать не аддитивные и модулирующие помехи, а помехи, характеристики которых не зависят или зависят от характеристик полезного сигнала. В первом случае уменьшения влияния помех можно добиться увеличением мощности полезного сигнала, а во втором — этого сделать нельзя.

Радиозвенья системы управления сами по себе являются достаточно сложными и должны рассматриваться как самостоятельные радио-

*) Ниже для краткости «радиопомехи» называются просто помехами.

системы. Командные радиосистемы и системы передачи данных относятся к классу радиосистем передачи информации, а радиовизирь цели и объекта, радиокоординаторы автономных систем, системы траекторных измерений космических аппаратов — к классу радиосистем извлечения информации [101]. В одних случаях одна и та же помеха будет одинаково опасной для радиосистем различных классов, а в других — помеха будет нарушать работу радиосистем только одного класса.

По происхождению помехи делятся на естественные и искусственные. Основными видами естественных помех являются: внутренний шум приемника; космический шум; атмосферные помехи; помехи, возникающие из-за отражений от местных предметов и Земли и многолучевого распространения; помехи, вызываемые флуктуациями полезного сигнала при отражении от протяженной цели.

Первые из названных присущи любой радиосистеме, а в таких задачах, как управление дальним космическим объектом или дальнейшее обнаружение цели, эти помехи являются основными.

Основные характеристики внутреннего шума и методы расчета его воздействия на радиосистемы космического комплекса рассмотрены в предыдущей главе. Там же описаны свойства космического шума. Эти два вида помех являются не зависящими от полезного сигнала.

Атмосферные помехи могут быть двух типов — не зависящими от сигнала и зависящими от него. Причиной первых являются электрические процессы в атмосфере, причиной вторых — изменение параметров атмосферы (затухания и диэлектрической проницаемости), в результате чего сигнал, проходящий через атмосферу, получает дополнительную амплитудную и фазовую модуляцию. Учет атмосферных помех может оказаться необходимым в системах передачи и в системах извлечения информации.

Все остальные перечисленные типы помех зависят от сигнала. Помехи, связанные с переотражением от местных предметов и Земли, и помехи, связанные с флуктуациями отраженного от цели сигнала, характерны для радиолокационных систем, работающих по отраженному сигналу, а помехи, связанные с многолучевым распространением, характерны, в основном, для систем передачи информации.

Во всех случаях, когда система управления применяется при проведении некоторой боевой операции, основную роль играют искусственные помехи, создаваемые противником — **о р г а н и з о в а н н ы е п о м е х и**. Технические средства, предназначенные для организации радиопомехи, называются средствами радиопротиводействия. В настоящее время практически невозможно проведение крупной операции без применения средств радиопротиводействия, которые разрушают информацию, циркулирующую в звеньях системы, и тем самым затрудняют (или делают вообще невозможным) управление. Борьба методов радиопротиводействия и контрпротиводействия двух противоборствующих сторон может быть названа радиовойной, а сами средства — радиооружием [70].

Организованные помехи могут использоваться для нарушения работы как систем передачи, так и систем извлечения информации,

причем обычно каждая помеха организуется для нарушения работы радиосистем какого-то одного типа. Вопрос о том, какие именно системы могут быть объектом противодействия, решается в конкретных случаях по-разному. Так, в комплексах управления снарядами можно ожидать, что противодействие будет создаваться, в основном, радиолокационным системам; в комплексе управления космическим аппаратом — системам передачи команд.

Организованные помехи по способу их создания можно разделить на пассивные и активные.

П а с с и в н ы е п о м е х и применяются для нарушения работы радиолокационных систем. Они возникают за счет отражения сигналов от дополнительных объектов, специально созданных противником. К помехам такого типа относятся, например, «ленточные» отражатели, создающие отражение в широком секторе обзора; их применение может привести к полной потере сигнала, отраженного от цели. Кроме того, для создания помех в боевую зону противник может ввести несколько целей, разнесенных в пространстве, из которых лишь одна является объектом, несущим средства поражения, а остальные — ложными. В этом случае радиолокационная система по определенным признакам должна осуществить опознавание и выбор истинной цели. В качестве ложных целей используют, например, небольшие управляемые снаряды, сбрасываемые с самолетов, несущих средства поражения. Для увеличения эффективной площади рассеяния эти снаряды снабжают уголковыми отражателями или активными ответчиками [69]. Действие на радиосистему извлечения информации пассивных помех аналогично действию естественных помех, связанных с переотражениями от местных предметов. К пассивным помехам следует отнести также создание на поверхности цели поглощающего покрытия, которое существенно уменьшает интенсивность отраженного сигнала и тем самым затрудняет обнаружение и сопровождение цели.

А к т и в н ы е п о м е х и создаются противником путем излучения радиосигналов, мешающих работе радиосредств системы управления. Кратко рассмотрим основные типы таких помех. При классификации по признаку попадания в рабочий диапазон волн радиолинии можно различать п р и ц е л ь н ы е и з а г р а д и т е л ь н ы е п о м е х и по несущей частоте. У прицельных помех средняя частота спектра приблизительно совпадает с несущей частотой, а ширина спектра помехи того же порядка, что и полоса приемника подавляемой радиолинии. Ширина спектра заградительной помехи существенно больше полосы приемника, а средняя частота помехи может значительно отличаться от несущей частоты полезного сигнала.

При прочих равных условиях прицельная помеха является более опасной, чем заградительная, так как в полосу приемника попадает бóльшая часть мощности помехи. Однако для организации прицельной помехи необходимо знать рабочую частоту подавляемой системы. Информация о рабочей частоте и других параметрах линии получается средствами радиоразведки [70].

Заградительная помеха организуется в тех случаях, когда не удается достаточно точно установить действительное значение несущей

частоты подавляемой системы или когда с помощью одной станции помех необходимо подавить несколько систем, несущие частоты которых сосредоточены в определенном диапазоне. Заградительная помеха может быть эффективна и в том случае, когда в процессе работы несущая частота подавляемой системы изменяется.

Возможен случай, когда требуется нарушить работу радиолинии, в которой используется значительное количество N_f сменных частот. Если время, в течение которого осуществляется наведение, очень мало, то обнаружить рабочую частоту разведывательным приемником и затем организовать прицельную помеху бывает затруднительно. Если, однако, удастся заранее установить значения всех частот, то для обеспечения высокой вероятности нарушения работы радиолинии можно организовать помеху на каждой из N_f возможных частот одновременно. Подобные помехи также называются заградительными.

Эффективность воздействия помех на радиолинию зависит от используемого метода модуляции помехи. При классификации помех по этому признаку можно условно говорить о «прицельных» и «заградительных» по модуляции помехах, причем каждая из них может быть как прицельной, так и заградительной по несущей частоте. В случае помехи, прицельной по модуляции, структура помехи (метод модуляции) выбирается такой, чтобы создавался сигнал, являющийся искаженной копией рабочего сигнала подавляемой радиолинии. В литературе такие помехи часто называются ретрансляционными. Во втором случае метод модуляции помехи не идентичен методу модуляции полезного сигнала радиолинии. Поскольку структура ретрансляционной помехи близка к структуре полезного сигнала, эта помеха является одним из наиболее опасных видов помех.

Можно различать два типа ретрансляционных помех.

При организации ретрансляционной помехи первого типа должна быть известна используемая в радиолинии рабочая структура полезного сигнала. Например, если в результате анализа данных, полученных станцией разведки, удастся выявить структуру кода, используемого в радиолинии, то становится возможной посылка кодовых слов, несущих ложную информацию. При успешной организации ретрансляционной помехи этого типа может оказаться возможным полностью перехватить управление объектом.

При организации ретрансляционной помехи второго типа сигнал радиолинии принимается радиоприемником станции помехи, усиливается и переизлучается, при этом в переизлучаемый сигнал вводится некоторое искажение. Например, для создания помехи такого типа для командной линии ВИМ-(ИВС)-АМ (см. гл.4), возможно переизлучение кодовых групп с постоянной или меняющейся задержкой. Воздействуя на приемник, эти задержанные кодовые группы будут приводить к искажению величины команды. Помехи этого типа широко используются и против радиосистем извлечения информации. Так, при работе импульсной РЛС в ответ на каждый зондирующий импульс станцией помех может излучаться группа импульсов, маскирующая полезный отраженный импульс. Ретранслятор сигнала может устанавливаться также на ложных целях. При этом сигнал, принимаемый РЛС, будет

сравним по мощности с сигналом, отраженным от крупной цели. К ретрансляционным помехам этого типа можно отнести нарушающие работу систем автосопровождения, «уводящие» помехи по углу, по дальности или по скорости. Например, для нарушения работы головки самонаведения со сканированием (гл. 6) противником может излучаться сигнал, модулированный по амплитуде синусоидой с частотой сканирования и с произвольным фазовым сдвигом. После детектирования в приемнике головки мешающий сигнал, складываясь с полезным, приведет к изменению сигнала ошибки, что в конечном счете вызовет отклонение снаряда от направления на цель. При организации помехи, уводящей по дальности, излучается импульс, превосходящий по мощности полезный импульс, отраженный от цели. В начальный момент этот импульс совпадает по времени с отраженным, а затем его задержка плавно изменяется, благодаря чему строб дальности уводится и прием полезного отраженного сигнала прекращается. Возможна организация не только прицельной (по несущей частоте) ретрансляционной помехи, но также и ретрансляционной помехи на частотно-модулированной несущей или нескольких несущих частотах.

В помехах, «заградительных» по модуляции, модулирующая функция представляет собой квазидетерминированный или случайный процесс. И в том, и в другом случае модулирующий процесс может быть непрерывным или импульсным. Из помех, модулированных квазидетерминированным законом, наиболее распространена частотно-модулированная помеха. Закон модуляции может быть различным — синусоидальным, пилообразным и т. д. В частности, для организации заградительной помехи используется частотно-модулированный сигнал с большим индексом модуляции. При этом диапазон частот, в котором осуществляется радиопротиводействие, приблизительно равен удвоенному значению девиации частоты.

Значительную опасность могут представлять помехи с шумовой модуляцией. Шумовые помеховые сигналы являются наиболее универсальными среди всех возможных помеховых сигналов. Принципиально при достаточной мощности они дают возможность подавить радиосистему любого назначения с любым типом сигнала [70]*).

Для подавления радиолиний с время-импульсной или частотно-импульсной модуляцией может использоваться хаотическая импульсная помеха (ХИП), представляющая собой последовательность импульсов, появляющихся в случайные моменты времени.

Основными параметрами такой помехи являются амплитуда $U_{\text{пх}}$, длительность $\tau_{\text{пх}}$ импульсов и среднее число импульсов $Z_{\text{пх}}$ в единицу времени. Вероятность попадания определенного числа l импульсов помехи в произвольный временной интервал длительностью t обычно задается законом Пуассона

$$p(l) = \frac{(Z_{\text{пх}} t)^l}{l!} \exp(-Z_{\text{пх}} t). \quad (3.1.1)$$

*) В зависимости от конкретного способа формирования шумовых помех в их спектрах может содержаться или отсутствовать дискретная составляющая на несущей частоте.

Пример воздействия хаотической импульсной помехи на радиолинию ВИМ-(ИВС)-АМ рассмотрен в гл. 4.

Приведенный краткий обзор не исчерпывает, конечно, всего многообразия возможных видов организованных помех. Более подробные сведения можно найти, например, в [70].

§ 3.2. РАСЧЕТ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЗВЕНЬЕВ

1. Основные определения

Помехоустойчивость любой радиосистемы и, в том числе, той, которая является звеном системы управления, можно определить как [101] ...«способность сохранять при действии помех свои показатели качества неизменными или изменяющимися лишь в небольших (допустимых) пределах».

Различные помехи по-разному воздействуют на определенное радиозвено, поэтому необходимо оговаривать, для какой помехи (или совокупности помех) определяется помехоустойчивость. В общем случае может оказаться необходимым дополнительно определить и режим работы радиолинии (например, можно говорить о помехоустойчивости в паузе и помехоустойчивости в режиме приема полезного сигнала).

При расчете помехоустойчивости радиозвеньев искажения, вызываемые помехами, практически целесообразно разделить на два вида: «малые» (или нормальные) и «большие» (или аномальные). При «малых» искажениях система остается работоспособной и выполняет поставленную задачу, а при «больших» — система оказывается неспособной выполнять задачу. Некоторые помехи могут вызывать как «малые», так и «большие» ошибки, другие — приводят только к аномальным ошибкам. Так, например, шумовая аддитивная помеха с малой (по сравнению с мощностью сигнала) интенсивностью приводит к возникновению малых ошибок, по мере же увеличения интенсивности помехи искажения могут стать недопустимо большими (аномальными). Ретрансляционная помеха второго типа влияет иначе — при достаточно малой мощности она вообще не вызывает искажений, а при достижении порога срабатывания приемника — сразу приводит к появлению аномальной ошибки.

Для оценки помехоустойчивости необходимо количественно определить, что понимается под неизменностью показателей качества (и каких именно показателей) или каковы допустимые пределы изменений этих показателей, т. е., иными словами, задать к р и т е р и й п о м е х о у с т о й ч и в о с т и. Расчет воздействия помех на радиозвенья обычно базируется на аппарате теории вероятностей и случайных процессов, поэтому критерии помехоустойчивости являются статистическими. При расчете помехоустойчивости радиозвеньев, как и вообще при расчете помехоустойчивости радиосистем, инженер должен использовать взаимодополняющие друг друга методы статистического анализа и синтеза. Как известно, при постановке задачи анализа считаются заданными характеристики входных сигналов и помех и структура системы, а требуется определить некоторые характе-

ристики выходных процессов. При формулировке задачи синтеза задаются свойства входных воздействий и требуемые характеристики выходных величин, а определяется структура системы. В конце концов использование методов анализа и синтеза служит для создания более помехоустойчивых радиосистем, однако ни один из методов не дает возможности довести до конца проектирование радиосистемы с требуемыми характеристиками. При инженерном проектировании приходится учитывать многие противоречивые требования, практически не поддающиеся формализации. Следовательно, приходится использовать опыт предыдущих разработок, метод аналогий, результаты испытаний, инженерную интуицию. После того, как определены все необходимые исходные данные, расчет помехоустойчивости радиозвеньев сводится к исследованию известными методами систем передачи или извлечения информации при воздействии помех [39, 42, 76, 77]. Основное внимание необходимо уделить определению критерия помехоустойчивости. Действительно, инженера-проектировщика должно интересовать качество работы не отдельных звеньев, а системы управления в целом. Критерий помехоустойчивости того или иного радиозвена должен вытекать из критерия качества системы в целом (см. гл. 9). При этом приходится преодолевать две основные трудности: первая из них обуславливается сложностью связи между общим критерием качества и критерием помехоустойчивости системы, вторая связана с тем, что известные, хорошо разработанные методы расчета могут оказаться непригодными для выбранного критерия. В итоге не удастся получить окончательного решения, которое нужно инженеру. Для преодоления этих трудностей приходится прибегать к дополнительным упрощающим предположениям. Подробнее эти вопросы рассматриваются далее.

2. Анализ помехоустойчивости в случае «малых» ошибок

В соответствии с данным ранее определением, «малыми» считаются ошибки, при которых система в целом выполняет свою задачу, например при управлении следящего типа снаряд выводится в зону атаки с промахом, при котором обеспечивается поражение цели, или при управлении космическим аппаратом вектор промаха (см. гл. 2) не превышает заданной величины. При «малых» ошибках характеристика качества системы, например промах, связана с ошибками радиозвеньев, как правило, линейными преобразованиями. Например, при корректирующем управлении КА вектор промаха через баллистические производные линейно связан с ошибками систем измерения траекторных параметров или при следящем управлении вычисление дисперсии промаха сводится к линейной фильтрации выходной ошибки радиозвена (см. гл. 1).

В рассматриваемом случае плотности распределения ошибок чаще всего подчиняются нормальному закону. Таким образом, при анализе помехоустойчивости в условиях «малых» ошибок критерием помехоустойчивости является или дисперсия (для систем корректирующего управления) или спектральная плотность (для систем следящего управления) ошибок на выходе радиозвена. Определение этих величин сво-

дится к рассмотрению совместного прохождения сигнала с помехой через приемный тракт радиосистемы. Примеры расчета для систем космического комплекса даны в гл. 2, для радиосистем, работающих в контурах слеящего управления, приводятся в следующих главах. Часто расчет ведется для естественной помехи, представляющей собой белый аддитивный гауссов шум. Для систем космического назначения (особенно работающих с дальними объектами) это обусловлено тем, что аддитивная шумовая помеха является главной (для ИСЗ может оказаться необходимым учет и организованных помех [7]). В системах слеящего управления снарядами, как правило, необходимо учитывать воздействие как естественных шумовых, так и организованных помех, однако поскольку естественные помехи присутствуют во всех случаях, необходимо производить расчет точности с учетом таких помех и для систем слеящего типа, чтобы убедиться в том, что проектируемая радиолиния обеспечивает достаточно малые искажения. Кроме того, если организованная помеха представляет собой широкополосный (по сравнению со спектром используемого сигнала) шум, то действие такой помехи можно учесть соответствующим увеличением спектральной плотности шума на входе приемника радиолинии, при этом все результаты, полученные для собственного шума, останутся справедливыми. К сожалению, часто статистические свойства организованной помехи существенно отличаются от статистических свойств собственных шумов приемника, так что при расчете радиолинии действие организованных помех приходится учитывать особо. Строго говоря, при расчете ошибок необходимо учитывать одновременное воздействие на радиолинию организованных и естественных (аддитивных и модулирующих) помех. При этом, однако, статистические характеристики входной смеси оказываются настолько сложными, что получение окончательного решения встречает серьезные трудности. Поэтому практически по отдельности оцениваются ошибки, соответствующие помехам различных видов, после чего определяется суммарная ошибка системы. Результаты такого приближенного расчета оказываются тем более правильными, чем меньше суммарная ошибка. С практической точки зрения этот случай является как раз наиболее важным, так как система, не обеспечивающая высокой точности, вообще оказывается непригодной для реализации.

3. Анализ помехоустойчивости при наличии «больших» (аномальных) ошибок

В случае «больших» ошибок, когда система не выполняет поставленной задачи, оценивать величину ошибки не имеет смысла. Достаточно рассчитать вероятность возникновения такой ошибки. Для практически пригодной системы вероятность аномальной ошибки должна быть достаточно малой. При действии естественных помех в правильно спроектированной системе всегда обеспечиваются малые ошибки. Поэтому рассмотрение аномальных ошибок должно проводиться в предположении действия организованной помехи.

Вероятность полного нарушения работы системы управления вследствие организованных помех запишем в виде

$$P_{\text{пх}} = P_{\text{орг}} p_{\lambda} p_{\tau} p_{\sigma}, \quad (3.2.1)$$

где $P_{\text{орг}}$ — вероятность того, что радиопомеха вообще будет организована; p_{λ} — условная вероятность того, что при организации помехи ее спектр будет перекрывать полосу пропускания приемного устройства; p_{τ} — условная вероятность того, что при организации помехи она поступит на вход приемника, в то время, когда возможно нарушение работы системы управления. Например, если в приемнике используется стробирование, то опасна лишь та помеха, которая действует одновременно со стробом, и т. д. Можно считать, что случайные события — попадание помехи в заданный частотный диапазон и попадание ее в заданный временной интервал статистически независимы; p_{σ} — условная вероятность того, что при осуществлении трех перечисленных выше событий мощность помехи на входе приемного устройства будет превышать значение, достаточное для нарушения работы системы радиоперехвата.

Таким образом, вероятность нарушения работы радиосистемы зависит как от тактико-технических характеристик средств, применяемых при организации помехи (вероятности $P_{\text{орг}}$, p_{λ} , p_{τ}), так и от способности радиолинии противостоять помехе, если она воздействует на вход приемного тракта. В связи с этим под помехоустойчивостью радиолинии целесообразно понимать вероятность того, что линия будет сохранять работоспособность при условии, что помеха данного вида действует на ее входе

$$P_{\text{уст}} = (1 - p_{\sigma}). \quad (3.2.2)$$

Безусловная вероятность того, что радиолиния сохранит свою работоспособность, называется помехозащищенностью радиолинии

$$P_{\text{защ}} = 1 - P_{\text{пх}} \quad (3.2.3)$$

или

$$P_{\text{защ}} = 1 - p_{\lambda} p_{\tau} (1 - P_{\text{уст}}) P_{\text{орг}}. \quad (3.2.4)$$

Помехозащищенность радиолинии, таким образом, может быть увеличена как за счет повышения ее помехоустойчивости, так и за счет уменьшения вероятностей p_{λ} и p_{τ} . Величина вероятности $P_{\text{орг}}$, как уже отмечалось, при проведении любой крупной операции практически равна единице. Формула (3.2.4) может быть применена последовательно к каждой радиолинии (или радиоканалу), входящей в систему управления. Таким способом можно установить наиболее слабое (в смысле помехозащищенности) звено системы.

Перейдем к определению помехоустойчивости радиолинии. Согласно принятому определению (3.2.2) помехоустойчивость системы радиоперехвата $P_{\text{уст}}$ можно записать в виде

$$P_{\text{уст}} = P [\bar{P}_{\text{пх}} \leq \bar{P}_{\text{пх0}}], \quad (3.2.5)$$

где $\bar{P}_{\text{пх}}$ — фактическое значение средней мощности помехи на входе приемника радиолинии системы управления; $\bar{P}_{\text{пх}0}$ — критическое значение этой мощности, при котором нарушается работа системы управления. Символ $p [\]$ означает вероятность выполнения соответствующего неравенства.

Выполнение условия $\bar{P}_{\text{пх}} \leq \bar{P}_{\text{пх}0}$ в течение всего процесса наведения не является обязательным. Необходимо только, чтобы это условие выполнялось на определенных участках траектории снаряда, на которых нарушение работы системы управления приведет к непоражению цели. Такие участки траектории можно установить только для конкретной задачи.

Фактическое значение средней мощности мешающего сигнала в формуле (3.2.5) зависит от дальности между снарядом и источником помех, мощности передатчика помех, направленности передающей антенны (направленность, в частности, зависит от возможности осуществления при организации помех слежения за снарядом по угловым координатам), количества передающих установок, которое может быть использовано для организации помех, характеристики направленности приемной антенны радиолинии системы управления и условий распространения радиоволн.

Значение критической мощности $\bar{P}_{\text{пх}0}$ зависит от мощности полезного сигнала, метода модуляции, способа приема и других характеристик радиолинии, а также от характеристик всей системы радиоуправления в целом, в частности, от полосы пропускания контура управления и наличия нелинейностей. С другой стороны, значения критической мощности $\bar{P}_{\text{пх}0}$ будут различными для помех разных видов. В общем случае можно считать, что наименьшее значение критическая мощность будет иметь при воздействии помехи, характеристики которой близки к характеристикам полезного сигнала. В предыдущем параграфе уже отмечалось, что наиболее опасной является ретрансляционная помеха, имитирующая полезный сигнал радиолинии. Помехоустойчивость линии по отношению к помехам такого рода называется «имитостойкостью» линии.

При использовании соотношения (3.2.5) следует учитывать особенности работы радиолинии с дискретным излучением сигнала.

При дискретном излучении помеха может воздействовать на приемник и во время паузы. Воздействие помех в паузе может быть причиной возникновения ложных сообщений. Действие помехи во время приема сигнала может привести к подавлению или искажению сообщения. Значение критической мощности, а следовательно, и помехоустойчивость при наличии и в отсутствие сигнала в общем случае будут различными.

Абсолютное значение критической мощности помех $\bar{P}_{\text{пх}0}$ при наличии сигнала будет зависеть от мощности сигнала \bar{P}_c . В паузе для того, чтобы помеха могла стать причиной образования ложного сообщения, ее амплитуда должна превысить порог чувствительности приемника $P_{\text{оп}}$. Величина $P_{\text{оп}}$ выбирается такой, чтобы в процессе работы

минимально возможная амплитуда полезного сигнала была выше этого порога.

Иногда оказывается достаточным помехоустойчивость радиолинии с дискретным излучением рассматривать только при наличии сигнала. Так, при определенных параметрах полезного сигнала основное значение может иметь эффект подавления сигнала шумовой помехой. С вероятностью образования ложных сигналов в этих условиях можно не считаться. Однако при анализе воздействия на такие радиолинии и радиоканалы ретрансляционных помех или хаотических импульсных помех с небольшими значениями коэффициентов заполнения $Z_{\text{пх}} \tau_{\text{пх}} \ll 1$, наоборот, может оказаться достаточным рассмотрение помехоустойчивости только в паузе, так как вероятность подавления сигнала помехой в этом случае будет пренебрежимо мала. Подобная ситуация может иметь место, например, в линиях ВИМ-(ИВС)-АМ (см. гл. 4). В общем же случае необходимо учитывать, что одна и та же помеха будет эффективно воздействовать на систему управления как в паузе, так и при наличии сигнала.

Для того, чтобы провести расчет радиозвена при действии больших помех, необходимо конкретизировать содержание термина «нарушение работы» системы. В различных случаях используются разные определения: например, прием хотя бы одной (или группы) ложных команд, увеличение дисперсии ошибки на выходе радиозвена больше некоторой заданной величины, снижение коэффициента передачи радиозвена из-за помех до некоторого заданного значения и т. д. После того, как критерий установлен, можно вычислить величину $\bar{P}_{\text{пх}0}$, а затем определить помехоустойчивость звена.

4. Использование методов теории оптимальных систем при расчете помехоустойчивости радиозвеньев

Известно [41, 76, 77], что для заданного метода модуляции существует оптимальный способ приема, при котором обеспечивается максимальная, так называемая потенциальная помехоустойчивость в отношении заданной помехи. Более высокая помехоустойчивость, в принципе, получена быть не может. Нахождение системы, обеспечивающей потенциальную помехоустойчивость, называется оптимальным синтезом.

Использование методов теории оптимальных систем предполагает прежде всего наличие критерия оптимальности, т. е. признака, по которому одной системе отдается предпочтение перед другими. Однако именно при постановке задачи оптимального синтеза наиболее полно проявляются трудности с формулировкой критерия, о которых говорилось ранее. Обычно качество радиосистем оценивается степенью отличия оценки сообщения от истинного сообщения, в частности, величиной среднеквадратической ошибки оценки сообщения. Именно для критериев такого типа и приспособлено большинство известных методов синтеза. Для радиозвена, работающего в контуре управления, применение такого критерия в общем случае является неоправданным. Действительно, если иметь в виду, скажем, контур управления следя-

щего типа, то проектировщика интересует не высокая точность сообщения на выходе радиосистемы, а малый промах снаряда. Остальные звенья контура также оказывают существенное влияние на результирующую точность наведения (промах). Строго говоря, необходимо синтезировать контур управления как единое целое. При таком подходе сообщение — это тот параметр (или параметры) к и н е м а т и ч е с - к о й траектории, по которому осуществляется управление. Изменение этого параметра во времени обусловлено изменением параметров движения цели, а его физическая природа и конкретный вид временной зависимости (при данной траектории цели) определяется выбранным методом наведения. Оценка сообщения — это тот же параметр, соответствующий ф а к т и ч е с к о й траектории снаряда. Радиозвено, входящее в контур, является по сути дискриминатором, на выходе которого образуется сигнал, пропорциональный рассогласованию между сообщением и его оценкой. Остальные звенья контура являются сглаживающими цепями. Практически (при условии высокой результирующей точности) синтез такой системы может быть разбит на два этапа — синтез оптимального дискриминатора (он должен обеспечить максимальное отношение мощности полезного сигнала рассогласования к спектральной плотности выходного шума) и синтез линейных сглаживающих цепей [6]. Решение подобной задачи может быть получено методами так называемой «нелинейной фильтрации». Однако для рассматриваемого случая синтеза структуры контура наведения применение этих методов (достаточно сложных) наталкивается на дополнительные трудности. Во-первых, методы нелинейной фильтрации базируются на критерии минимума среднеквадратического отличия мгновенного значения оценки от текущего значения сообщения, но для системы управления более логично минимизировать не мгновенные отклонения параметра фактической траектории снаряда от соответствующих параметров кинематической траектории, а промах, являющийся некоторым интегралом от траектории снаряда. Во-вторых, при некоторых методах управления радиозвено является настолько сложным (например, при КРУ оно включает в себя радиовизир снаряда, радиовизир цели и командную радиосистему), что практически не остается надежды получить решения задачи даже при использовании стандартных критериев. Наконец, синтез систем необходимо проводить при условии, что структура некоторых звеньев задана (например, структура кинематических звеньев определяется выбранным методом наведения и не может изменяться).

По существу, все сказанное относится и к системам корректирующего радиоуправления (системам управления КА). Получить связь между точностными характеристиками радиосистемы, входящей в контур управления, и показателями качества системы в целом возможно только с помощью методов моделирования (см. гл. 9). Однако, практически оказывается, что при высокой результирующей точности системы управления достаточно синтезировать радиозвено (или часть радиозвена) в смысле обычных критериев точности воспроизведения сообщения. При этом будет приблизительно обеспечиваться оптимальность системы в целом. После того как построен критерий, методы теории

оптимальных систем (по крайней мере, в принципе) позволяют получить структуру оптимальной системы в виде совокупности операций над входным сигналом, обеспечивающей потенциальную помехоустойчивость.

Однако, несмотря на значительное развитие в последние годы теории оптимальных методов приема, расширение класса задач и используемых методов, инженерное проектирование радиоустройств не может быть сведено к математическому синтезу в рамках теории оптимальных систем. Это связано прежде всего с тем, что при практическом проектировании инженеру приходится учитывать большое число дополнительных требований, не учитываемых математической теорией. Далее, методы теории оптимальных систем развиты, в основном, для помех типа нормального шума*). Большинство же организованных помех, которые в ряде задач могут быть основными, не являются нормальными. Если бы даже удалось получить оптимальную структуру для помехи какого-то одного вида, изменение характеристики помехи неизбежно вызвало бы необходимость изменить структуру оптимальной системы. Одна из главных трудностей расчета воздействия на радиопередающую линию организованной помехи состоит как раз в том, что неизвестно, помеху какого рода следует ожидать.

Для инженера оказываются более существенными методами теории оптимальных систем определить предельные (потенциальные) точности систем для сравнения их с точностями реальных систем, структура которых выбирается с учетом действия помех различных видов, а также всевозможных дополнительных требований, накладываемых на систему в целом. При сравнении потенциальных точностей с реальными очень удобными оказываются методы, позволяющие (в случае высокой точности оценок) находить величину дисперсии оптимальной оценки без нахождения структуры оптимальной системы (последнее часто сделать невозможно). Так, при оптимальной оценке постоянного во времени параметра x сигнала $U_x(t)$ на фоне белого шума со спектральной плотностью $G_{\text{ш}}$ справедлива формула [76]

$$\sigma_x^2 = \frac{G_{\text{ш}}}{2 \int_0^T \left(\frac{\partial U_x(t)}{\partial x} \right)^2 dt}, \quad (3.2.6)$$

где T — время наблюдения сигнала.

Формулой (3.2.6) можно пользоваться и в том случае, когда параметр x , подлежащий оценке, медленно меняется во времени. При этом интервал наблюдения T необходимо выбирать порядка времени корреляции процесса x . Сравнивая точность, полученную по формуле (3.2.6), с точностью реальной системы, можно определить величину проигрыша по дисперсии и определить, имеется ли принципиальная возмож-

*) Направления, связанные с поисками методов синтеза при помехах, отличных от нормальных, еще не приобрели стройности и законченности, способствующих внедрению их в инженерную практику.

ность повысить точность реальной системы (если это необходимо по техническому заданию).

Если же методами теории оптимальных систем удастся получить и сами алгоритмы оптимальной обработки, то полученные результаты могут использоваться при построении реальных систем.

§ 3.3. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

В предыдущем параграфе отмечалось, что помехозащищенность радиосистемы может быть увеличена как за счет повышения помехоустойчивости (т. е. способности системы противостоять действию помехи, если она организована), так и за счет мер, затрудняющих противнику организацию помехи. Так, значения вероятностей p_λ , p_τ , p_σ в формуле (3.2.4) в значительной мере определяются возможностью противника обнаружить сам факт работы радиосредств системы управления.

Своевременное обнаружение радиоизлучения и определение его параметров может привести к резкому увеличению вероятностей, определяющих $p_{\text{пх}}$. Поэтому при проектировании радиосистем управления принимают специальные меры для обеспечения с к р ы т н о с т и, которую можно определить как вероятность того, что работа радиосистемы осталась необнаруженной ($p_{\text{скр}}$). Скрытность излучения так же, как и помехоустойчивость, в общем случае будет различной для различных радиолиний системы управления. При этом может оказаться, что менее помехоустойчивые радиолинии будут обладать более высокой скрытностью, поскольку средства, увеличивающие скрытность, могут одновременно уменьшать помехоустойчивость и наоборот.

В общем случае для повышения скрытности передачи могут быть использованы частотные, пространственные, амплитудные и временные методы.

Увеличение помехозащищенности системы может достигаться не только за счет совершенствования радиоаппаратуры, тактики ее применения и выбора наилучшей формы сигнала, но и за счет ряда мер чисто системного характера. Например, $p_{\text{орг}}$ может быть уменьшена, если при проведении операции использовать специальные управляемые снаряды для уничтожения станций помех (см. гл. 9).

Ч а с т о т н ы е м е т о д ы могут быть реализованы двумя путями: во-первых, использованием узкополосных сигналов с частой сменой рабочих волн и, во-вторых, использованием широкополосных, в частности, псевдошумовых сигналов. Во втором случае обнаружение сигнала противником затрудняется тем, что мощность сигнала в полосе разведывательного приемника оказывается значительно ниже мощности шума.

П р о с т р а н с т в е н н ы е м е т о д ы заключаются в применении узконаправленных передающих антенн, чтобы при соответствующих траекториях наведения мощность сигнала в месте расположения разведывательных радиоприемных устройств оказывалась бы меньше их возможной чувствительности.

Амплитудные методы основаны на уменьшении мощности сигнала на входе разведывательных приемников путем снижения излучаемой мощности полезного сигнала до соответствующей величины.

К временным методам прежде всего следует отнести дискретное непериодическое излучение кратковременных посылок полезного сигнала. При применении такого способа скрытность может быть оценена следующим образом. Пусть в системе организации прицельной помехи используется разведывательный приемник, последовательно просматривающий заданный диапазон частот (т. е. приемник панорамного типа). Если излучение радиолинии происходит дискретными непериодическими посылками, то обнаружение ее работы таким приемником, а следовательно, и создание прицельной помехи можно рассматривать как случайное событие.

Выясним некоторые факторы, от которых будет зависеть значение вероятности этого события. Пусть длительность одиночной посылки сигнала по сравнению с временем просмотра диапазона разведывательным приемником ничтожно мала и за время одного просмотра излучается не более одной посылки сигнала. Тогда при непрерывной работе разведывательного приемника вероятность обнаружения одиночной посылки сигнала $p_{1 \text{ обн}}$ (при условии достаточной мощности) будет

$$p_{1 \text{ обн}} \approx \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}}, \quad (3.3.1)$$

где $\Delta f_{\text{пп}}$ — полоса пропускания разведывательного приемника; $F_{\text{пн}}$ — ширина просматриваемого диапазона, причем $\Delta f_{\text{пп}} \ll F_{\text{пн}}$.

Если за время наведения излучается N_c посылок сигнала, то, считая, что обнаружение отдельных посылок — события взаимно-независимые, получаем

$$p_{N \text{ обн}} = 1 - \left(1 - \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}}\right)^{N_c}, \quad (3.3.2)$$

где $p_{N \text{ обн}}$ — вероятность обнаружения хотя бы одной из N_c посылок, т. е. вероятность обнаружения работы радиолинии за время наведения.

Поскольку можно считать

$$N_c \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}} \ll 1, \quad (3.3.3)$$

имеем

$$p_{N \text{ обн}} \approx N_c \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}}$$

и, следовательно, скрытность излучения будет

$$p_{\text{скр}} \approx 1 - N_c \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}}. \quad (3.3.4)$$

Когда число отдельных посылок полезного сигнала (например, команд управления) за время наведения невелико, то вероятность своевременного обнаружения работы радиолинии становится весьма малой, а скрытность излучения — большой. Если же в разведывательной

приемной установке применяется поиск не только по частоте, но и по направлению, то вероятность обнаружения работы радиолинии будет еще меньше.

Другим примером обеспечения скрытности является способ, основанный на применении маскировочных излучений. При этом в состав аппаратуры пункта управления должно входить не одно, а N_f передающих устройств, работающих на разных рабочих волнах, причем передача сообщения осуществляется на одной из этих волн.

Большое практическое значение могут иметь комбинированные методы повышения скрытности, основанные на использовании комбинаций из частотных, пространственных, амплитудных и временных методов.

Если даже противник и обнаружил факт работы радиолинии, то возможность организации достаточно эффективной (с точки зрения противника) помехи зависит еще и от того, насколько точно он может определить параметры сигнала подавляемой радиолинии. Соответствующим выбором сигналов и методов работы (организации излучения) в радиолинии можно затруднить противнику эту задачу. Ранее уже отмечалось, что наиболее опасной является ретрансляционная помеха. При успешной ее организации противник может полностью изменить смысл передаваемой команды и захватить управление объектом. Вероятность организации такой помехи зависит от того, сумеет ли противник расшифровать смысловое содержание передаваемых сообщений. Для характеристики того, насколько данная система кодов (шифров) устойчива к расшифровке, вводится понятие к р и п т о с т о й к о с т и. Криптостойкость может быть определена как вероятность того, что противник не сможет расшифровать смысловое содержание передаваемой информации (за заданное время) и поэтому не получит данных для организации помехи, наиболее опасной в смысловом отношении.

Для повышения криптостойкости радиолинии должны использоваться достаточно сложные сигналы, в частности широкополосные [7]. Другой метод повышения криптостойкости состоит в смене параметров шифрации полезного сигнала и методов передачи сообщения, используемых в радиолинии.

Как говорилось ранее, увеличение помехозащищенности, может быть достигнуто выбором соответствующих структур и режимов работы системы, формы сигнала и методов его обработки. Так, действенной мерой повышения имитостойкости линии (помехоустойчивости в отношении имитационных помех) оказывается применение канала с информационной обратной связью [7]. При этом информация о приеме команды передается на передающий пункт. Если полученная команда была передана противником, то на приемный пункт поступит информация, в то время как команда в действительности не передавалась. На пункте передачи будет сформирована и передана на приемный пункт команда «стирание».

При выборе формы сигнала необходимо принимать во внимание то, что методы модуляции для радиозвеньев системы управления нельзя выбирать произвольно, в отрыве от выполняемых звеном функций, а некоторые методы модуляции при определенных условиях нельзя

использовать вообще. Так, например, метод кодово-импульсной модуляции, представляющий собой один из наиболее помехоустойчивых методов, нельзя применить в радиоканалах теленавещения или самонавещения. Такой метод модуляции может использоваться в радиоканалах связного типа (командные радиолинии, радиотелемеханические каналы и радиоканалы передачи данных). Следует учитывать при этом, что применение в радиоканалах связного типа широкополосных методов модуляции, при которых обеспечивается эффективное подавление собственных шумов приемника, может оказаться невыгодным при наличии нелинейных элементов, так как при широкой полосе радиоприемного устройства облегчается проникновение организованных помех. Примером этого является наличие подавления при частотной модуляции. Вместе с этим, относительно невыгодный по помехоустойчивости метод амплитудно-импульсной модуляции находит применение в радиоканалах визирования снаряда и цели, а также в каналах радиотеленавещения и самонавещения. Подобное обстоятельство объясняется тем, что применение амплитудно-импульсной модуляции при определенных условиях существенно упрощает аппаратуру управления, позволяя получить максимальную ее мобильность и надежность.

Весьма эффективной мерой повышения помехоустойчивости в системах передачи информации является использование широкополосных (в частности, псевдослучайных) сигналов. Степень широкополосности определяется базой сигнала — произведением длительности сигнала на эффективную ширину спектра. Это произведение может достигать величины нескольких тысяч. Допустим, что противник организует шумовую прицельную помеху, при этом ширина спектра помехи приблизительно равна полосе приемника. Известно [45, 46], что после «сжатия» сигнала с помощью согласованного фильтра выходное отношение сигнал/шум определяется отношением энергии сигнала к спектральной плотности шума. Таким образом, для того, чтобы обеспечить одинаковое отношение сигнал/шум на выходе при одинаковой энергии полезных сигналов, необходимо обеспечить одинаковую спектральную плотность шума, следовательно, с расширением спектра полезного сигнала противнику придется увеличивать полную излучаемую мощность помехи. Если противник использует помеху, спектр которой существенно уже спектра полезного сигнала, то благодаря декорреляции помехи в согласованном фильтре, отношение сигнал/шум на выходе уменьшается по сравнению со входным отношением в число раз, равное базе сигнала.

При выборе способа обработки сигнала, разумеется, желательно было бы сделать ее по возможности близкой к оптимальной. Однако из-за трудностей, о которых шла речь, решить задачу оптимального синтеза часто не удастся. С другой стороны, если с инженерной точки зрения проанализировать имеющиеся оптимальные решения, то можно заметить, что принцип построения оптимальной системы заключается в максимальном использовании любых отличий в структурах полезного сигнала и помехи. При использовании аппарата оптимального синтеза это получается формально, в результате решения некоторых уравнений. Однако, если удастся (не проводя синтеза) заметить некоторое

различие в структурах сигнала и помехи (по спектру, по времени существования и т. д.), то эти различия необходимо использовать и при этом можно утверждать, что обработка будет приближаться к оптимальной. На этом принципе основаны инженерные методы построения систем выделения (или селекции) сигнала на фоне шума.

Рассмотрим основные способы, обеспечивающие селекцию сигнала от помехи. Все эти методы базируются на использовании тех или иных, заранее известных различий между полезным сигналом и помехой, хотя статистические характеристики помех полностью неизвестны и строгая постановка задачи оптимального синтеза вообще невозможна. При любом методе модуляции часть параметров модулированного сигнала на приемном конце радиолинии известна (например, несущая частота, ширина спектра сигнала и т. д.). Основываясь только на таких заранее известных параметрах, можно осуществить селекцию сигнала и обеспечить определенную защиту паузы. Методы селекции сигнала можно разделить на частотные, временные, амплитудные и пространственно-поляризационные.

Ч а с т о т н а я с е л е к ц и я состоит в предельно возможном (до полосы частот, занимаемой сигналом) сужении полосы пропускания входной линейной части радиоприемного устройства. Сужение этой полосы при широкополосной помехе приведет к уменьшению мощности мешающего сигнала, проникающего в приемник. В результате при постоянной мощности полезного сигнала будет увеличиваться отношение сигнал/помеха на выходе приемника. Применение частотной селекции позволит также улучшить защиту паузы за счет общего снижения мощности помех, проникающих в радиоприемное устройство.

Практически при сужении полосы пропускания входной части приемника требуется одновременно повышать стабильность частот генераторов передающих устройств и гетеродинов приемников, а также точно компенсировать доплеровский сдвиг частоты.

В р е м е н н а я с е л е к ц и я может быть использована в радиолиниях с дискретным излучением полезного сигнала в тех случаях, когда помеха и сигнал поступают на вход приемника в разное время. Эту селекцию можно осуществить двумя методами.

1. Методы непосредственной временной селекции сигнала. Сюда относятся различные методы, позволяющие отделить импульсный сигнал от импульсной помехи на основе контроля его длительности, при этом выделяются только те импульсы, длительность которых лежит в определенных пределах.

2. Методы, действие которых основано на запирании радиоприемного устройства в паузах между отдельными посылками полезного сигнала. При использовании этой группы методов селекция осуществляется путем контроля времени появления на входе приемника полезного и мешающего сигналов, причем отрезок времени, в течение которого может появиться полезный сигнал, должен быть заранее известен.

Благодаря временной селекции уменьшается вероятность образования помехой ложных сигналов в паузе. Таким образом, применение временной селекции является одним из возможных средств защиты паузы.

Следует отметить, что при использовании непосредственной временной селекции вероятность подавления сигнала помехой может возрасти, так как если в результате воздействия помехи длительность импульса сигнала изменится, то при определенных условиях этот импульс через радиоприемное устройство не пройдет.

А м п л и т у д н а я с е л е к ц и я позволяет разделить полезный сигнал от мешающего с помощью контроля разницы амплитуд этих сигналов. Принцип работы подобных схем заключается в том, что все сигналы, амплитуда которых отлична (например, меньше) от амплитуды полезного сигнала, не должны проходить через определенный каскад приемника.

П о л я р и з а ц и о н н а я с е л е к ц и я основана на том, что антенная система приемной части радиолинии строится таким образом, что принимаются радиоволны, поляризованные в какой-то определенной плоскости.

Кроме того, могут использоваться комбинированные методы селекции, представляющие собой сочетание нескольких перечисленных выше методов.

В заключение заметим, что существует еще один путь повышения помехоустойчивости, который позволяет улучшить защиту системы радиоправления от любых возможных видов организованных помех. Этот путь заключается в снижении фактических значений отношения помеха/сигнал (при наличии сигнала) или отношения помеха/порог чувствительности (в паузе) на входе радиоприемного устройства. Практически уменьшение этих отношений достигается увеличением мощности полезного сигнала на входе приемника, увеличением коэффициента пространственной селекции сигнала от помехи и использованием таких средств, применение которых может быть причиной снижения мощности помехи на входе приемника. Так, например, этого можно достигнуть уменьшением отражающей поверхности управляемого снаряда, при этом автоматическое слежение по угловым координатам за таким снарядом с помощью радиолокационной станции может оказаться невозможным. Тогда в устройствах помех потребуются ненаправленные передающие антенны, в результате чего мощность помехи уменьшится.

КОМАНДНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ

§ 4.1. СИСТЕМЫ КОМАНДНОГО РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Командное радиоуправление применяется для широкого класса летательных аппаратов.

В системах командного радиоуправления команды вырабатываются на пункте управления и передаются на ЛА по командной радиолинии.

В системах управления снарядами с помощью радиокоманд обеспечивается наведение снаряда по заданной траектории и выполнение разовых операций (перевод снаряда в режим самонаведения, аварийный подрыв и т. п.). В комплексах космических аппаратов радиокоманды используются для корректирующего управления движением центра масс КА и управления работой различной бортовой аппаратуры.

При формировании команд управления траекторией полета ЛА используются данные, полученные с помощью визиров (средств наблюдения за ЛА и целями).

Различают следующие системы командного радиоуправления (см. гл. 1): КРУ-I; КРУ-II и КРУ-III. В системах КРУ-I визир цели размещается на пункте управления, в системах КРУ-II — на борту ЛА. Функциональные схемы систем КРУ-I и КРУ-II приведены соответственно на рис. 1.12 и 1.13.

Средства визирования цели, которые применяются в системах КРУ-I и КРУ-II, могут существенно отличаться друг от друга. В системах КРУ-I основным типом визира цели является активная радиолокационная станция. В системах КРУ-II в качестве визира цели можно использовать радиолокационные, телевизионные, оптические и тепловые (инфракрасные) устройства. Применение телевизионной камеры на борту ЛА повышает эффективность участия оператора в решении задачи селекции целей, поскольку телевизионное изображение является более наглядным и информативным, чем радиолокационное изображение.

В системах КРУ-I и КРУ-III средства визирования летательного аппарата размещаются на пункте управления. Эти средства работают, как правило, в диапазоне сверхвысоких частот с использованием сигналов активного ответа, что повышает дальность действия таких визиров и точность измерений координат ЛА.

В системах слеящего управления снарядами находят применения радиовизеры снаряда, которые представляют собой радиолокационные станции с активным ответом. Для определения координат космичес-

кого аппарата используются различные системы траекторных измерений (см. гл. 2).

Требования к дальности действия визиров, составу измеряемых величин и точности измерений зависят от назначения системы.

В системах корректирующего радиоуправления КА необходимо оценить с высокой точностью либо значения начальных условий для определенного момента времени, либо значения параметров орбиты. Результаты первичных радиотехнических измерений здесь обрабатываются (вторичная обработка) в течение достаточно длительных интервалов времени (см. гл. 2). В итоге необходимые при очень больших дальностях высокие точности оценок обеспечиваются при технически реальной точности первичных радиотехнических измерений.

В системах управления снарядами визиры цели, как правило, должно обеспечивать непрерывное получение оценок параметров движения в реальном масштабе времени (следящие оценки). Поскольку дальности в таких системах относительно невелики, то получение требуемых оценок с необходимой точностью технических трудностей обычно не вызывает.

В состав системы командного радиоуправления входят также вычислительные средства, размещаемые на пункте управления. Эти средства предназначены для выполнения различных математических и логических операций, связанных с управлением ЛА.

§ 4.2. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О КОМАНДНЫХ РАДИОЛИНИЯХ

1. Виды радиокоманд и командных радиолиний

По условиям исполнения различают два класса радиокоманд:
— команды в реальном масштабе времени, которые исполняются сразу после приема их на борту ЛА;

— команды временных программ, которые предварительно записываются в бортовое запоминающее устройство и исполняются в заданный момент времени по сигналу бортового программно-временного устройства или по дополнительной команде, переданной с пункта управления.

В зависимости от характера передаваемой информации, радиокоманды подразделяются на количественные и функциональные. Количественные команды представляют собой числовые величины, которые в общем случае могут принимать положительные и отрицательные значения. Функциональные команды используются для выполнения различных служебных операций, например для многократного или однократного включения (выключения) различных бортовых устройств. Если функциональная команда должна быть передана только один раз, она называется разовой командой.

Количественные команды бывают аналоговыми и цифровыми. Величина аналоговой команды x_a может принимать любые значения в заданных пределах $x_{\min} \div x_{\max}$. Для цифровой команды x_c имеется набор из N дискретных значений (уровней) x_{ci} ($i = 1, 2, \dots, N$), которые отличаются между собой на фиксированные, в общем

случае неравные приращения $\Delta x_{ci} = x_{ci} - x_{c(i-1)}$ ($i = 1, 2, \dots, N$).

При формировании аналоговых команд на пункте управления используется счетно-решающий прибор или различные датчики (в случае ручного управления). Цифровые команды могут вырабатываться с помощью ЭЦВМ или получаться в результате преобразования аналоговых команд в цифровые. В последнем случае предварительно выполняются временная дискретизация и квантование (дискретизация по уровню) аналоговых команд. На выходе КРЛ может осуществляться обратное преобразование команд из цифровой формы в аналоговую.

Цифровые команды передаются по КРЛ в дискретные моменты времени. Передача аналоговых команд может осуществляться как непрерывно, так и дискретно во времени. В последнем случае непрерывные (по уровню и во времени) аналоговые команды перед передачей по КРЛ подвергаются временной дискретизации, т. е. производится передача выборочных значений таких команд.

- Для команд, передаваемых в дискретные моменты времени, различают периодический (синхронный) и непериодический (асинхронный) режимы передачи. Характерной особенностью асинхронного режима является случайная величина временных интервалов между моментами начала передачи отдельных команд, причем применяется как передача со свободным доступом, так и передача с ограниченным доступом в радиолинию. При ограниченном доступе каждая последующая команда может быть передана только после того, как закончится передача предыдущей команды.

В зависимости от вида команд, передаваемых по каналам КРЛ, различают цифровые, аналоговые и комбинированные радиолинии. В комбинированных КРЛ имеются цифровые и аналоговые каналы.

Командные радиолинии представляют собой многоканальные радиолинии, которые обеспечивают передачу команд, адресованных тем или иным получателям (исполнителям) команд. В общем случае одна и та же КРЛ используется для одновременной работы с несколькими летательными аппаратами, поэтому будем различать внешние и внутренние адреса команд. Внешний адрес команды определяет летательный аппарат, на который должна поступать переданная команда. Внутренний адрес команды обозначает устройство в составе бортовой аппаратуры, которое является исполнителем данной команды.

2. Обобщенная функциональная схема КРЛ

Рассмотрим обобщенную функциональную схему командной радиолинии (рис. 4.1). На выходе источников (датчиков) команд образуется совокупность командных сообщений $\vec{u}_{кс}(t)$ в виде непрерывных или дискретных электрических сигналов. Кодировочные устройства командных сигналов осуществляют преобразование исходных сообщений в кодированные сигналы $\vec{u}_{кд}(t)$, которые затем объединяются

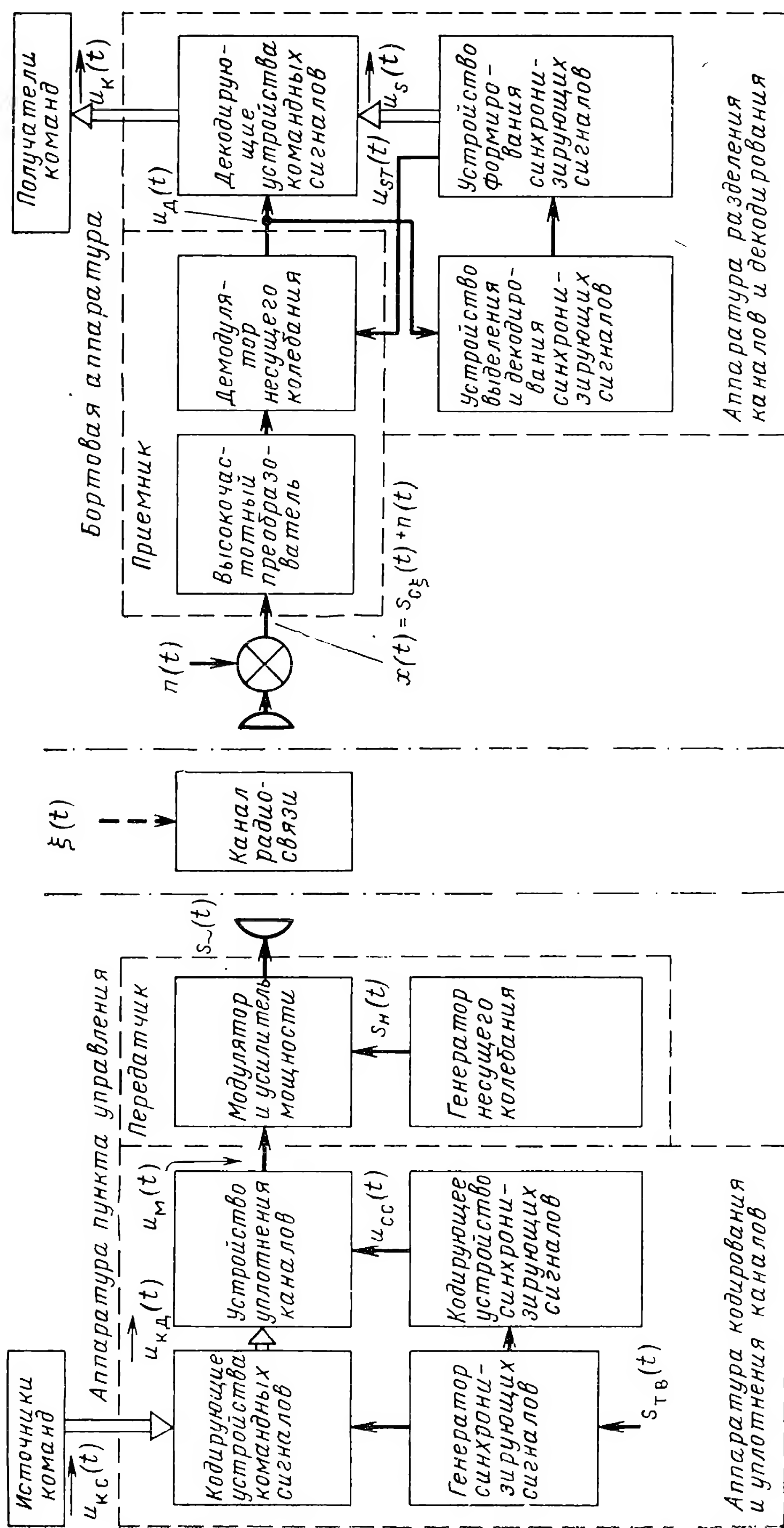


Рис. 4.1. Обобщенная функциональная схема командной радиосвязи.

в устройстве уплотнения каналов. На это устройство поступают также кодированные сигналы синхронизации $u_{с\ c}(t)$, которые передаются по КРЛ совместно с информационными (командными) сигналами. Синхронизирующие сигналы используются и непосредственно в передающем тракте для обеспечения необходимой временной последовательности преобразований командных сигналов. Генератор синхронизирующих сигналов иногда подстраивается по сигналам точного времени $s_{т\ в}(t)$.

На выходе устройства уплотнения каналов образуется модулирующий групповой низкочастотный сигнал (видеосигнал) $u_{м}(t)$, который поступает на вход передатчика. Совокупность устройств, обеспечивающих формирование сигнала $u_{м}(t)$, образует аппаратуру кодирования и уплотнения каналов.

Передатчик содержит генератор несущего колебания $s_{н}(t)$, модулятор и усилитель мощности. Несущее колебание модулируется сигналом $u_{м}(t)$ по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ) или фазе (ФМ). На выходе передатчика образуется радиосигнал $s_{\sim}(t)$, который поступает затем в передающую антенну.

В процессе распространения радиоволн по каналу радиосвязи параметры радиосигнала испытывают регулярные и случайные изменения. В частности, при изменении расстояния между пунктом управления и летательным аппаратом изменяется амплитуда принимаемых сигналов $s_{с\ \xi}(t)$ и возникает доплеровское смещение частоты этих сигналов.

Изменения амплитуды принятого сигнала могут быть вызваны не только изменением расстояния, но и другими причинами (изменением взаимной ориентации передающей и приемной антенн, что сопровождается изменением усиления этих антенн, наличием мешающих отражений и т. п.). Изменения амплитуды сигнала $s_{с\ \xi}(t)$ рассматривают как результат воздействия на сигнал модулирующей помехи $\xi(t)$.

На входе приемника присутствуют также аддитивные помехи (см. гл. 3). Результирующее напряжение на входе приемника определяется как $x(t) = s_{с\ \xi}(t) + n(t)$, где $n(t)$ — напряжение, обусловленное аддитивными помехами.

Приемник содержит высокочастотный преобразователь (усилитель высокой частоты, гетеродин, смеситель, усилитель промежуточной частоты) и демодулятор несущего колебания. На выходе демодулятора образуется низкочастотный сигнал (видеосигнал) $u_{д}(t)$, поступающий на аппаратуру разделения каналов и декодирования. В результате разделения каналов и декодирования выделяется совокупность командных сигналов $\vec{u}_{к}(t)$, поступающих затем к получателям команд. Устройство выделения и декодирования синхронизирующих сигналов предназначается для получения совокупности сигналов $\vec{u}_{с}(t)$, которые обеспечивают правильную работу декодирующих устройств командных сигналов. В совокупность сигналов $\vec{u}_{с}(t)$ могут входить, например, сигналы кадровой синхронизации $u_{с\ к}(t)$, пословной синхронизации $u_{с\ с}(t)$ и тактовой (посимвольной) синхронизации $u_{с\ т}(t)$ так что $\vec{u}_{с}(t) = \{u_{с\ к}(t); u_{с\ с}(t); u_{с\ т}(t)\}$.

Для повышения энергетического потенциала КРЛ в наземной аппаратуре часто применяют антенны с высокой направленностью. Управление положением диаграмм направленности таких антенн осуществляется с помощью сигналов целеуказания, которые вырабатываются системами углового сопровождения летательных аппаратов.

На борту летательного аппарата в ряде случаев, наряду со все-направленными или слабонаправленными антеннами, которые, в частности, необходимы при аварийных ситуациях, используются также антенны с достаточно высокой направленностью. Для последних требуется специальная система ориентации антенны на пункт управления.

3. Уплотнение и разделение каналов в КРЛ

Известны линейные и нелинейные методы уплотнения и разделения каналов. В командных радиолиниях основное применение получили линейные методы с использованием ортогональных сигналов [7, 12].

К числу линейных методов разделения каналов относятся временное, частотное и структурное разделение (соответственно различают временное, частотное и структурное уплотнение каналов). Временное и частотное разделение каналов основано на использовании сигналов, которые не перекрываются между собой во временной или частотной области, что обеспечивает ортогональность этих сигналов. При временном разделении каналов используются устройства типа временного селектора или коммутатора. Частотное разделение каналов производится с помощью полосовых фильтров. Структурное разделение каналов основано на использовании ортогональных сигналов, которые различаются между собой по форме (имеются в виду сигналы, которые могут одновременно передаваться в общей полосе частот радиолинии, не создавая междуканальных помех). Поэтому структурное разделение каналов часто называют разделением по форме. В КРЛ применяют также структурно-временное уплотнение и разделение каналов. В этом случае используются сигналы различной формы, которые при частичном или полном совпадении во времени не являются ортогональными. В связи с этим подобные сигналы передаются последовательно во времени, чтобы исключить взаимное влияние каналов. Разделение таких сигналов осуществляется, в принципе, по форме, однако для уменьшения междуканальных помех дополнительно применяют временную селекцию (временное стробирование) сигналов. Наряду с линейными методами, используются и нелинейные методы уплотнения каналов, например комбинационное уплотнение и разделение [12] и логическое уплотнение [9].

4. Структура сигналов в КРЛ. Составные сигналы

В командных радиолиниях находят применение сигналы с двумя и тремя степенями модуляции. При формировании таких сигналов в каждом из каналов КРЛ используются гармонические или импульс-

ные поднесущие колебания, которые модулируются командным сообщением (первая ступень модуляции). Гармоническое поднесущее колебание подвергается амплитудной, частотной или фазовой модуляции. В случае импульсного поднесущего колебания модулируется один из параметров импульсной последовательности, т. е. амплитуда, длительность, временное положение или частота следования импульсов. В аналоговых КРЛ модулируемый параметр плавно меняется в определенных пределах; для цифровых КРЛ характерно дискретное изменение модулируемого параметра.

В результате осуществления первой ступени модуляции образуются сигналы, предназначенные для модуляции несущего колебания или поднесущих колебаний, которыми модулируется затем несущее колебание (в этом случае получают сигналы с тремя степенями модуляции). Все операции, связанные с модуляцией поднесущих колебаний, осуществляются в аппаратуре кодирования и уплотнения каналов.

При обработке сигнала в приемном тракте сначала осуществляется демодуляция несущего колебания, затем — демодуляция поднесущих колебаний. Последняя операция выполняется в аппаратуре разделения каналов и декодирования.

Демодуляция сигналов несущего колебания и гармонических поднесущих колебаний осуществляется либо некогерентным, либо когерентным способом. В первом случае используется амплитудный детектор (для сигналов с АМ) или частотный детектор (для сигналов с ЧМ). Когерентный способ демодуляции сигналов соответствует использованию синхронного (когерентного) детектора, который может применяться для сигналов с различными видами модуляции и обязателен для сигналов с ФМ.

В КРЛ находят применение узкополосные и широкополосные сигналы, которые различаются значением базы сигнала $B_c = F_c T_c$, где F_c и T_c — ширина частотного спектра и длительность сигнала соответственно. Для узкополосных сигналов выполняется условие $B_c \approx 1 \div 2$, для широкополосных сигналов имеем $B_c \gg 1$. В качестве широкополосных сигналов часто используются так называемые составные сигналы. Составные сигналы представляют собой упорядоченную совокупность некоторого числа элементарных сигналов, причем отдельные элементарные сигналы не имеют самостоятельного информационного значения и используются только для формирования результирующих сигналов определенной структуры. Сформированные таким образом сигналы называют составными. Различают сомкнутые составные сигналы и составные сигналы с разрывной структурой (имеется в виду разрывность сигнала по времени), а также последовательные, параллельные и последовательно-параллельные составные сигналы.

Некоторые возможные виды составных сигналов приведены на рис. 4.2. Примером последовательного составного сигнала с разрывной структурой является комбинация (группа) из n прямоугольных видеоимпульсов одинаковой длительности τ_n (на рис. 4.2, а, $n = 3$), разделенных фиксированными временными интервалами различной длительности (ΔT_1 и ΔT_2). Наличие пауз определяет разрывность структу-

ры такого сигнала, который часто называют импульсно-временным сигналом (ИВС) или импульсно-временной кодовой группой (ИВК).

Примером последовательного сомкнутого составного сигнала является комбинация из n непрерывно следующих друг за другом во времени биполярных видеоимпульсов одинаковой длительности $\tau_{\text{и}}$ (рис. 4.2, б). Такой сигнал удобно применять для манипуляции фазы гармонического колебания, например, на угол π . В итоге получается одночастотный сомкнутый последовательный составной сигнал (рис. 4.2, в).

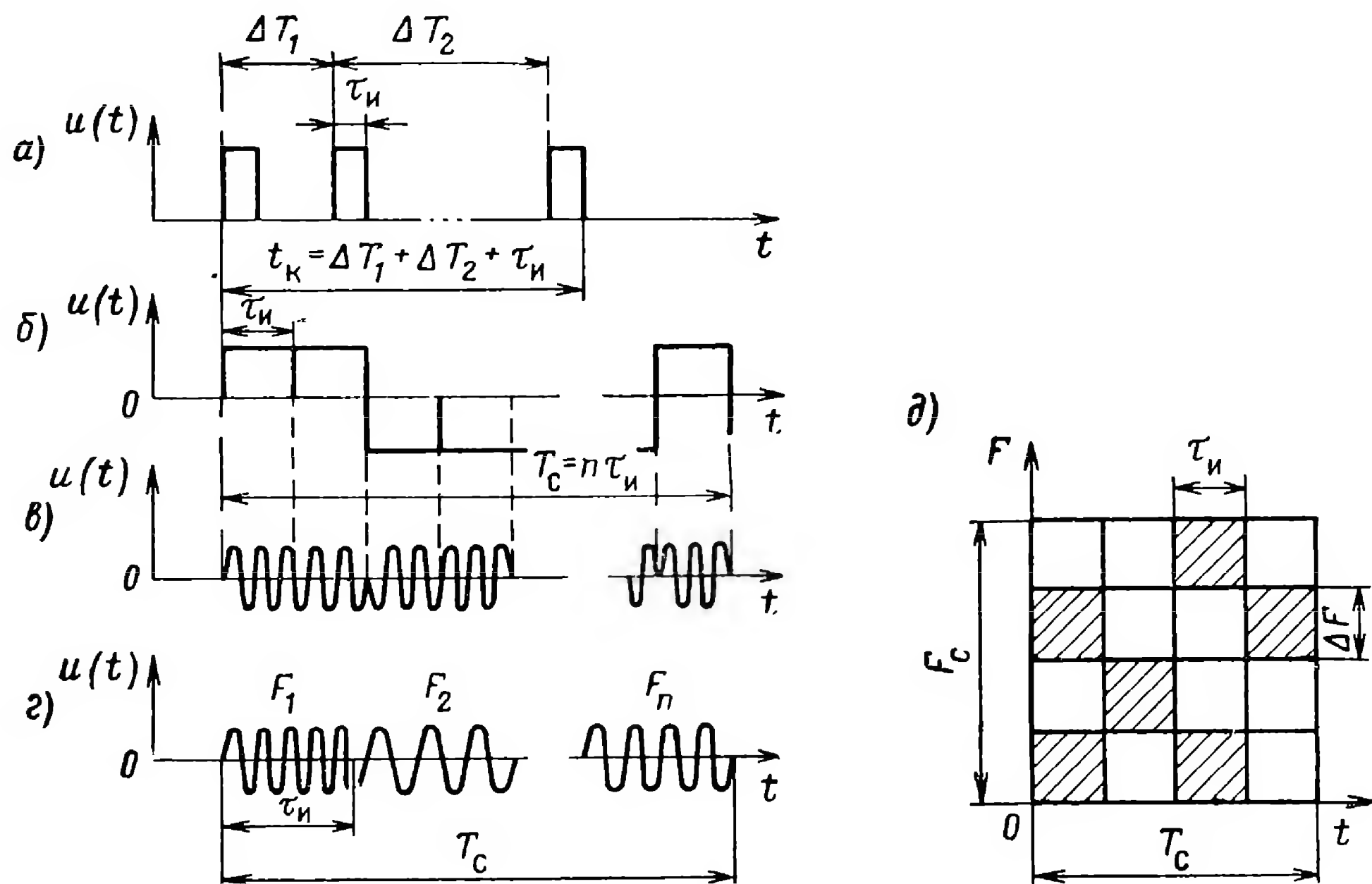


Рис. 4.2. Примеры составных сигналов.

Многочастотный последовательный сомкнутый или разрывной составной сигнал («мелодия») образуется в результате поочередной передачи во времени n разнесенных по частоте гармонических колебаний конечной длительности (рис. 4.2, в). Многочастотный параллельный составной сигнал («аккорд») образуется при одновременной передаче нескольких гармонических колебаний различных частот.

В комбинированном (последовательно-параллельном) многочастотном составном сигнале часть элементов передается одновременно (на разных частотах), другая часть — последовательно во времени. Подобный сигнал обычно называют частотно-временным сигналом (ЧВС). Такой сигнал удобно изображать с помощью частотно-временной матрицы (рис. 4.2, г). Заштрихованные клетки матрицы обозначают отдельные элементы составного сигнала, имеющие длительность $\tau_{\text{и}}$ и эффективную ширину спектра ΔF . Последовательность передачи этих элементов соответствует расположению клеток по оси времени. Частным случаем ЧВС является последовательный многочастотный составной сигнал, в котором одновременная передача двух элементарных сигналов не допускается. Сигналы типа ЧВС могут быть как сомкнутыми, так и разрывными.

База последовательного сомкнутого составного сигнала определяется соотношением

$$B_c = n \times b, \quad (4.2.1)$$

где n — общее число элементарных сигналов, применяемых при формировании составного сигнала; b — коэффициент, зависящий от формы элементарных сигналов ($b \approx 1 \div 2$).

Применение сигналов с базой $B_c \gg 1$ позволяет, в частности, увеличить помехозащищенность КРЛ в отношении организованных помех, поскольку энергия таких сигналов распределена в пределах значительной полосы частот, что затрудняет разведку работы КРЛ радиотехническими средствами противника, а также требует увеличения средней мощности сигнала радиопомехи. Способы приема составных сигналов основаны на знании внутренней структуры этих сигналов, что позволяет осуществлять накопление энергии элементарных сигналов (прием «в целом») и реализовывать прием, близкий к оптимальному.

При структурном уплотнении каналов КРЛ составные сигналы используются для кодирования команд, передаваемых по разным каналам. При временном уплотнении каналов составные сигналы часто применяются в качестве кодированных сигналов синхронизации.

§ 4.3. ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КРЛ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ И ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Рассмотрим сначала командные радиолинии, которые применяются в системах следящего управления снарядами [7, 11, 15]. В составе таких КРЛ обычно имеются два канала передачи количественных команд управления (например, при декартовом рулевом управлении передаются команды управления по курсу и по тангажу). Эти командные каналы являются радиозвеньями контура управления.

Команды управления снарядами в большинстве случаев являются аналоговыми. Передача этих команд осуществляется как по аналоговым, так и по цифровым радиоканалам. При разработке КРЛ стремятся обеспечить линейную зависимость между значениями командных сообщений $u_{кс}(t)$ и командных сигналов $u_k(t)$ в каждом из командных каналов. Основной характеристикой каждого канала передачи аналоговых команд (радиозвена) является передаточная функция $\Phi_{рл}(p)$.

Наиболее инерционным элементом в канале является фильтр нижних частот (ФНЧ), включенный на его выходе. Передаточная функция командного канала выражается формулой

$$\Phi_{рл}(p) = \kappa_{рл} \Phi_{ф}(p). \quad (4.3.1)$$

где $\kappa_{рл} = \kappa_{прд} \kappa_{прм}$ — коэффициент передачи командного канала; $\kappa_{прд}$ и $\kappa_{прм}$ — коэффициент передачи передающего и приемного трактов соответственно; $\Phi_{ф}(p)$ — передаточная функция ФНЧ.

Коэффициент передачи $\kappa_{прд}$ находится по формуле

$$\kappa_{прд} = \frac{u_k}{u_{кс}}, \quad (4.3.2)$$

где κ_K — коэффициент команды, т. е. значение команды, представленное относительным изменением модулируемого командой параметра излучаемого сигнала; u_{Kc} — величина командного сообщения на входе канала.

Коэффициент передачи $\kappa_{прм}$ определяется соотношением

$$\kappa_{прм} = \frac{u_K}{\kappa_K}, \quad (4.3.3)$$

где u_K — величина командного сигнала на выходе канала.

Следует иметь в виду, что формула (4.3.1) справедлива при условии, что значение κ_K не меняется в процессе распространения радиоволн. Командные радиолинии проектируются таким образом, чтобы это условие практически выполнялось.

При анализе контура управления снарядом определяются требования к передаточной функции командного канала и к стабильности параметров этой функции.

При воздействии на рассматриваемые КРЛ организованных помех в общем случае могут изменяться как спектральная плотность ошибок (помех) $G_{\text{вых}}(\omega)$ на выходе каждого радиозвена, так и передаточные функции радиозвеньев $\Phi_{рл}(p)$. Соответствующие примеры рассматриваются в § 4.10. При проектировании на основе анализа контура управления в целом должны быть заданы допустимые значения спектральной плотности ошибок и допустимые возможные изменения передаточных функций.

Дальность действия КРЛ, применяемых в системах управления снарядами, не превышает нескольких сотен километров. Поэтому обеспечение достаточного энергетического потенциала в таких радиолиниях обычно не вызывает затруднений. При наличии радиопротиводействия со стороны противника наиболее слабым звеном системы командного радиоуправления снарядами обычно являются средства визирования цели, работающие по отраженному сигналу. Однако в определенных случаях необходимо учитывать и возможность организации радиопомех работе КРЛ.

Кроме двух каналов передачи количественных команд управления, в составе КРЛ имеются один или несколько каналов передачи функциональных (разовых) команд, например команды на включение радиовзрывателя при подходе снаряда к цели или команды аварийной самоликвидации. Для разовых команд основное значение имеет вероятность правильного приема и исполнения команды в условиях воздействия различных помех.

При выборе способа передачи разовых команд учитываются также требования к допустимой задержке во времени передачи и исполнения таких команд.

Перейдем к рассмотрению командных радиолиний, которые применяются при корректирующем управлении космическими аппаратами [2, 7, 46, 47]. В общем случае такие радиолинии содержат значительное число каналов передачи как количественных, так и функциональных команд. Общее число команд может достигать нескольких сотен.

Формирование команд осуществляется с помощью ЭЦВМ пункта управления. Передача команд по радиолинии производится во время сеансов связи с КА; в промежутках между сеансами связи сформированные команды хранятся в наземном программно-временном устройстве. Команды временных программ, принятые бортовым приемником, хранятся в бортовом программно-временном устройстве.

Для систем управления КА характерно преимущественное использование цифровых КРЛ, поскольку формирование и запоминание команд осуществляется с помощью цифровых устройств.

Каналы передачи командной информации могут входить в состав многоканальной совмещенной радиолинии «Земля—Космос». По этой радиолинии, наряду с командами, передаются запросные сигналы радиосистем траекторных измерений и разнообразная информация целевого назначения, например коды времени, эфемериды (для навигационных ИСЗ), речевые сигналы (для пилотируемых КА) и т.д.

Кроме радиолинии «Земля—Космос», в комплексах КА используется радиолиния «Космос—Земля». Основной объем информации, передаваемой по этой радиолинии, составляют телеметрические или научные данные. В состав многоканальной радиолинии «Космос—Земля» может входить также канал обратной связи командной радиолинии, который применяется для повышения достоверности передачи команд.

В связи с различием требований, предъявляемых к КРЛ комплексов ближнего и дальнего космоса, отметим некоторые особенности этих радиолиний.

В КРЛ комплексов ближнего космоса может использоваться большое число не только внутренних, но и внешних адресов команд, поскольку одна и та же КРЛ может предназначаться для управления несколькими КА. Дальность действия КРЛ комплексов ближнего космоса не превышает нескольких тысяч или десятков тысяч километров, поэтому при отсутствии организованных помех возможные энергетические потенциалы КРЛ позволяют реализовать достаточно высокую скорость передачи команд. Пропускная способность таких радиолиний достигает десятков тысяч двоичных единиц информации в секунду и более.

Для систем радиоуправления комплексов искусственных спутников Земли определенных назначений важное значение имеет защита от организованных радиопомех. В большинстве систем управления КА отсутствуют средства визирования, работающие по отраженному сигналу. В таких условиях воздействие радиопомех на работу системы радиоуправления может оказаться наиболее эффективным через командную радиолинию. Поэтому к командным радиолиниям комплексов ближнего космоса могут предъявляться жесткие требования в отношении их помехозащищенности. В качестве критерия эффективности воздействия радиопомех удобно использовать вероятности ошибок, возникающих в приемном тракте КРЛ. Различают следующие виды подобных ошибок:

* — подавление команды, когда переданная команда не регистрируется приемником;

- искажение (трансформация) команды, т. е. регистрация вместо переданной команды одной из возможных команд;
- образование ложных команд в паузах передачи.

Для обеспечения требуемой помехозащищенности КРЛ могут применяться различные методы повышения скрытности, а также помехоустойчивые формы сигналов и методы приема, в том числе те или иные методы защиты пауз.

В комплексах дальнего космоса максимальная дальность действия КРЛ достигает сотен миллионов километров. Ввиду ограниченных энергетических потенциалов таких радиолиний для обеспечения требуемой достоверности передачи команд, например, с вероятностью ошибки порядка 10^{-5} на одну двоичную единицу информации (бит) ограничиваются сравнительно низкой скоростью передачи команд, порядка нескольких бит в секунду. Повышение этой скорости возможно на основе применения более эффективных форм сигналов и близких к оптимальным методов приема.

§ 4.4. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ КОМАНД

1. Формирование и прием кодовых слов

Рассмотрим цифровой радиоканал, предназначенный для передачи N дискретных значений количественной команды или N различных функциональных команд. Каждую команду необходимо представить определенным сигналом, выполняющим роль «переносчика» информации. При больших размерах ансамбля команд в качестве таких сигналов удобно использовать различные комбинации из элементарных сигналов (символов). Соответствие между командами и сигналами устанавливается правилами кодирования. В общем случае алфавит сигналов КРЛ состоит из m различных символов. Число m называют основанием кода; различают двоичные ($m = 2$) и многоосновные ($m > 2$) коды.

При $m < N$ сигнал для каждой команды представляется определенной комбинацией из n символов, которую называют кодовым словом. Отдельные символы образуют позиции кодового слова. Число символов (позиций) в слове при использовании последовательного кода называют значностью или длиной кодовой комбинации. В дальнейшем в основном рассматриваются последовательные равномерные коды, для которых все кодовые комбинации имеют одинаковую длину. При $m = N$ кодовые слова состоят из одного символа ($n = 1$). Каждой кодовой комбинации соответствует некоторое число, записанное в системе счисления с основанием m . Отдельные позиции кодового слова эквивалентны разрядам такого числа.

Для равномерного кода с параметрами m и n максимально возможное количество различных кодовых комбинаций определяется соотношением

$$N_0 = m^n. \quad (4.4.1)$$

Если заданы количество передаваемых команд N и основание кода m , то минимальная необходимая длина кодового слова $k = n_{\min}$ выбирается из условия

$$k \geq \log_m N > k - 1. \quad (4.4.2)$$

Рассмотрим случай, когда $\log_m N$ — целое число. При $n = k = \log_m N$ каждая из возможных кодовых комбинаций применяется для передачи одной из команд. Такой код называют простым или не избыточным.

Если общее число возможных кодовых комбинаций N_0 превышает количество передаваемых команд, имеет место избыточное кодирование. Для избыточного кода выполняется условие $n > k$, т. е. каждое кодовое слово содержит $(n - k)$ избыточных символов.

Различают прием «в целом» и посимвольный прием кодовых слов [7, 12]. При использовании приема «в целом» обработка всех символов слова в приемном устройстве производится совместно. Для каждого слова имеется соответствующая схема обработки. Поэтому при большом числе передаваемых команд структура приемника получается достаточно сложной. При посимвольном приеме кодовых слов производится опознавание каждого принятого символа и определяется номер позиции, к которой относится данный символ. Комбинация, полученная после опознавания отдельных символов, анализируется декодирующим устройством, которое выносит решение относительно принятой команды. Для опознавания символов требуется не более m различных схем. Следовательно, при $m \ll N$ аппаратная реализация приемника значительно упрощается.

При любом способе приема кодовых слов воздействие помех может вызывать искажения и подавления команд. Вероятность искажения $p_{\text{иск}}$ и вероятность подавления $p_{\text{под}}$ зависят от вида используемых сигналов, способа их обработки в приемнике и характеристик помехи. При посимвольном приеме кодовых слов искажения команды обусловлены искажениями отдельных символов, поэтому для вычисления вероятности ошибки $p_{\text{иск}}$ предварительно определяют вероятность искажения символа $p_{\text{сим}}$. Значения вероятностей $p_{\text{иск}}$ и $p_{\text{сим}}$ уменьшаются с увеличением различия между используемыми сигналами. Различие между двумя сигналами $s_i(t)$ и $s_j(t)$ характеризуется значением коэффициента взаимной корреляции ρ_{ij} , который находится по формуле

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E_c} \int_0^{T_0} s_i(t) s_j(t) dt, \quad (4.4.3)$$

где $E_c = \int_0^{T_0} s_i^2(t) dt = \int_0^{T_0} s_j^2(t) dt$ — энергия сигналов; T_0 — длительность сигналов.

При посимвольном приеме значения коэффициентов ρ_{ij} определяются для всех m используемых элементарных сигналов. В случае бинарного кодирования наименьшее значение вероятности $p_{\text{сим}}$ обес-

печивается при использовании противоположных сигналов, для которых $\rho = -1$.

Если используется прием «в целом», то значения коэффициентов ρ_{ij} должны вычисляться для всего ансамбля кодовых слов ($i; j = 1, 2, \dots, N$). Введение избыточных символов позволяет улучшить корреляционные свойства кодовых слов [7].

2. Корректирующие коды

Рассмотрим взаимосвязь между искажениями отдельных символов кодового слова и искажениями команды при посимвольном приеме. Для неизбыточного кода искажение хотя бы одного символа слова приводит к необнаружимой ошибке, т. е. к неправильной регистрации принятой команды. В случае избыточного кода с параметрами m и n общее количество возможных кодовых комбинаций N_0 определяется соотношением (4.4.1). Из них для передачи команд используются N так называемых разрешенных комбинаций; остальные $(N_0 - N)$ комбинаций являются запрещенными. Наличие запрещенных комбинаций позволяет обнаруживать или исправлять некоторую часть ошибок в принятом кодовом слове. В связи с этим избыточные коды, для которых используется посимвольный прием слов, называют корректирующими кодами.

Если в результате искажения отдельных символов принятого слова образуется запрещенная кодовая комбинация, то такая ошибка может быть обнаружена. Исправление ошибки основано на замене принятой запрещенной комбинации одной из разрешенных, которая в этом случае считается наиболее вероятной по сравнению с другими разрешенными комбинациями. Если искаженное слово совпадает с разрешенной комбинацией, которая отличается от переданного слова, имеет место необнаружимая ошибка.

Корректирующая способность кода зависит от кодового расстояния d (расстояния Хэмминга), которое характеризует степень взаимного различия разрешенных кодовых комбинаций. При увеличении параметра d возрастает кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок. Кратностью ошибки называют число искаженных символов кодового слова. Для обнаружения всех ошибок кратности ε_0 и менее должно выполняться условие [43]

$$d \geq \varepsilon_0 + 1. \quad (4.4.4)$$

Для исправления всех ошибок кратности ε_n необходимо выполнение условия [43]

$$d \geq 2\varepsilon_n + 1. \quad (4.4.5)$$

Наибольшее применение получили двоичные коды, что объясняется простотой аппаратной реализации кодирующих и декодирующих устройств, выполненных на элементах дискретно-цифровой техники. Для определения кодового расстояния d равномерного двоичного кода достаточно выявить наименьшее число позиций с несовпадающими символами среди всех пар разрешенных кодовых слов.

По сравнению с избыточным кодом применение корректирующего кода позволяет, при прочих равных условиях, повысить достоверность передачи команд. В зависимости от условий работы КРЛ и характеристик воздействующих помех применяют различные виды корректирующих кодов.

При широкополосных шумовых помехах наблюдаются независимые искажения принятых символов, поскольку время корреляции таких помех меньше длительности символа. Если энергетический потенциал в радиолинии достаточно высок, то искажения символов возникают сравнительно редко. Тогда наибольшую вероятность имеют ошибки малой кратности и, прежде всего, одиночные ошибки. Для обнаружения одиночных ошибок можно использовать, например, простейший код Хэмминга с одним контрольным символом, который формируется по правилу проверки на четность. При этом в кодовых словах должно быть либо четное, либо нечетное число символов «1». Такой код, имеющий кодовое расстояние $d = 2$, позволяет обнаружить все ошибки нечетной кратности. Для обнаружения ошибок второй кратности, а также для исправления ошибок первой кратности применяют корректирующие коды, которые содержат большее число контрольных символов.

При воздействии организованных помех могут возникать «пакеты» ошибок, когда искажению подвергаются несколько соседних или близко расположенных символов кода. Подобные искажения наблюдаются также при наличии аппаратных ошибок или модулирующих помех, когда возникают флуктуации сигнала на входе приемника вследствие изменения условий распространения. В таких случаях применяют корректирующие коды, например циклические коды Файра [43], с помощью которых можно обнаружить и исправить пакетные ошибки.

3. Структура сигналов в цифровых КРЛ

Структура командного слова определяется выбранным способом формирования алфавита символов и порядком передачи отдельных позиций кодового слова. При последовательной во времени передаче нескольких позиций порядковый номер каждой позиции устанавливается по временному положению соответствующего символа относительно начала кодового слова. Возможен также способ передачи, когда номер позиции представлен частотным каналом, по которому передается данный символ. При этом допускается не только последовательная, но и одновременная передача отдельных позиций слова; последний случай соответствует параллельному коду.

В многоканальных цифровых КРЛ находит применение как двухступенчатая, так и трехступенчатая модуляция сигнала. При осуществлении первой ступени модуляции в качестве символов обычно используются видеоимпульсы, т. е. имеет место кодово-импульсная модуляция (КИМ). Например, при двоичном кодировании символы «1» и «0» могут быть представлены биполярными видеоимпульсами; порядковый номер каждой позиции определяется временным положением символа (рис. 4.3, а). Такими сигналами осуществляют манипуляцию несущей

го колебания по частоте или по фазе, при этом образуются сигналы с двухступенчатой модуляцией КИМ-ЧМн или КИМ-ФМн. Наряду с частотной манипуляцией (ЧМн), когда при смене элементарного сигнала непрерывность фазы манипулируемого колебания нарушается, применяют также частотную модуляцию (ЧМ), которой соответствует непрерывность фазы при смене символа; тогда получается сигнал КИМ-ЧМ. Сигналы с двухступенчатой модуляцией и амплитудной манипуляцией (АМн) несущего колебания, т. е. сигналы с модуляцией

КИМ-АМн, обладающие более низкой помехоустойчивостью, применяются в редких случаях.

Примером сигналов с трехступенчатой модуляцией являются сигналы КИМ-ЧМ_д-АМ. Такие сигналы формируются на основе использования гармонических поднесущих колебаний, которые манипулируются видеоимпульсами с КИМ. В качестве примера, на рис. 4.3, б показана структура двоичного кодового слова в режиме передачи с пассивной паузой, когда каждая позиция (при передаче символа «1») представлена поднесущим колебанием определенной частоты (F_1, F_2, \dots, F_n). Таким ко-

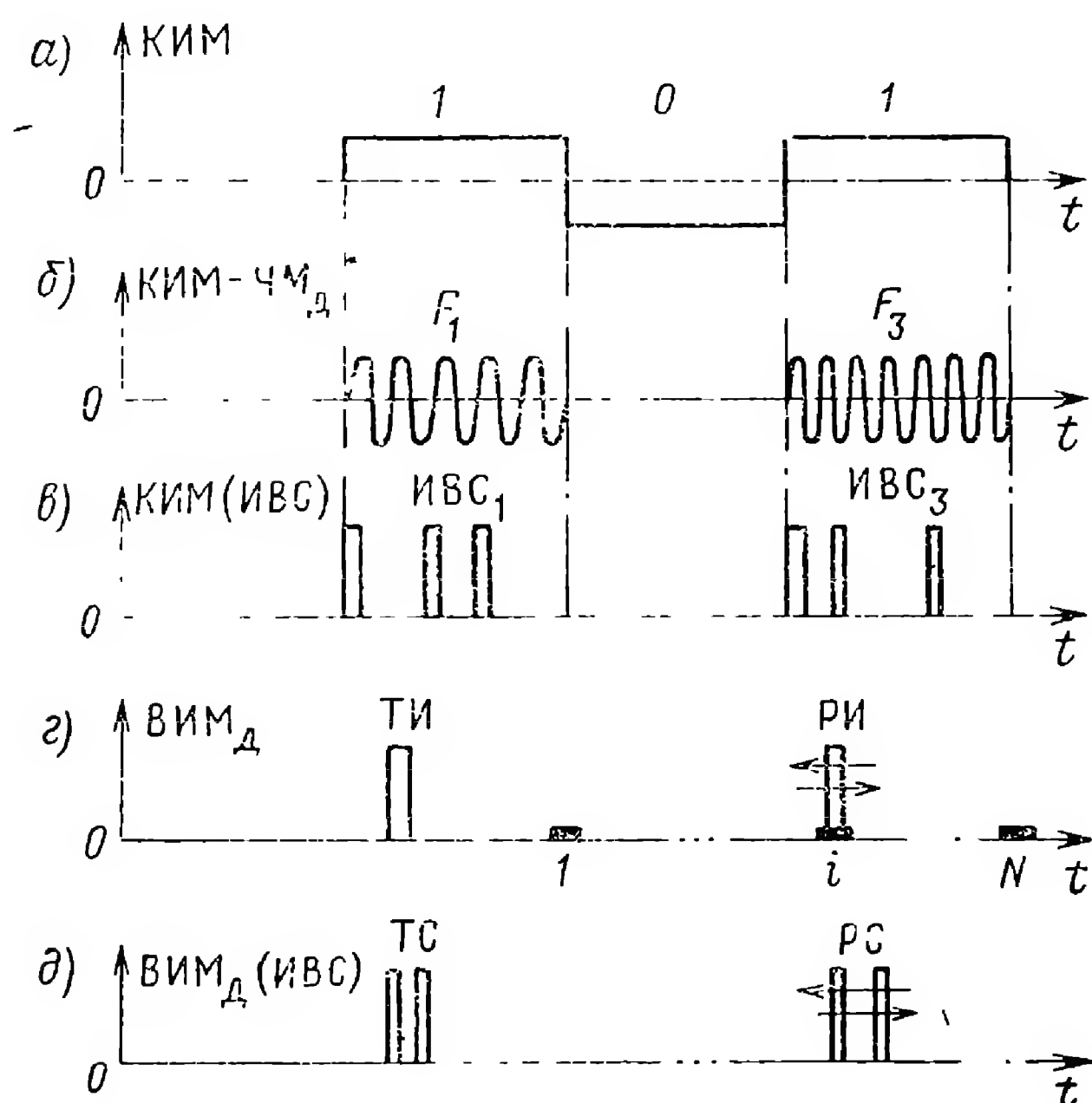


Рис. 4.3. Структура кодового слова в цифровых КРЛ.

довым словам соответствуют сигналы с модуляцией КИМ-ЧМ_д (индекс «д» указывает на использование дискретного набора поднесущих колебаний.). Подобные сигналы известны также под названием [15] сигналов с кодово-частотной модуляцией (КЧМ). Сигналом КИМ-ЧМ_д затем, например, по амплитуде модулируется несущее колебание так, что получается сигнал КИМ-ЧМ_д-АМ.

При многоосновном кодировании команд в случае $m = N$ первая ступень модуляции соответствует, например, сигналам с дискретной время-импульсной (ВИМ_д) или дискретной частотной (ЧМ_д) модуляцией. Последняя может осуществляться на гармонических поднесущих колебаниях. Для сигналов с модуляцией ВИМ_д (рис. 4.3, г) модулируемым параметром является положение рабочего импульса (РИ) относительно тактового (синхронизирующего) импульса (ТИ). В отличие от сигналов с модуляцией ВИМ и ЧМ временное положение рабочего импульса при ВИМ_д и частота сигнала при ЧМ_д принимают конечное число дискретных значений. Рабочие видеоимпульсы конечной длительности при ВИМ_д и импульсы в виде гармонических колебаний при ЧМ_д являются здесь элементарными информационными сигналами. Такими сигналами несущее колебание затем модулируется

по амплитуде или частоте так, что получаются, например, сигналы ВИМ_д-АМ и ЧМ_д-ЧМ. В случае ВИМ_д-АМ несущее колебание модулируется также и тактовыми сигналами. При $m = N$ каждый элементарный информационный сигнал используется для передачи одной из команд. Сигнал ЧМ_д может быть сформирован не только на поднесущих колебаниях, но и непосредственно на несущих колебаниях.

С целью повышения помехозащищенности КРЛ и улучшения условий разделения каналов отдельные символы кодового слова могут быть представлены составными сигналами. В качестве примеров на рис. 4.3, в, д показаны структуры кодовых слов при использовании составных сигналов. Эти слова соответствуют сигналам с модуляцией

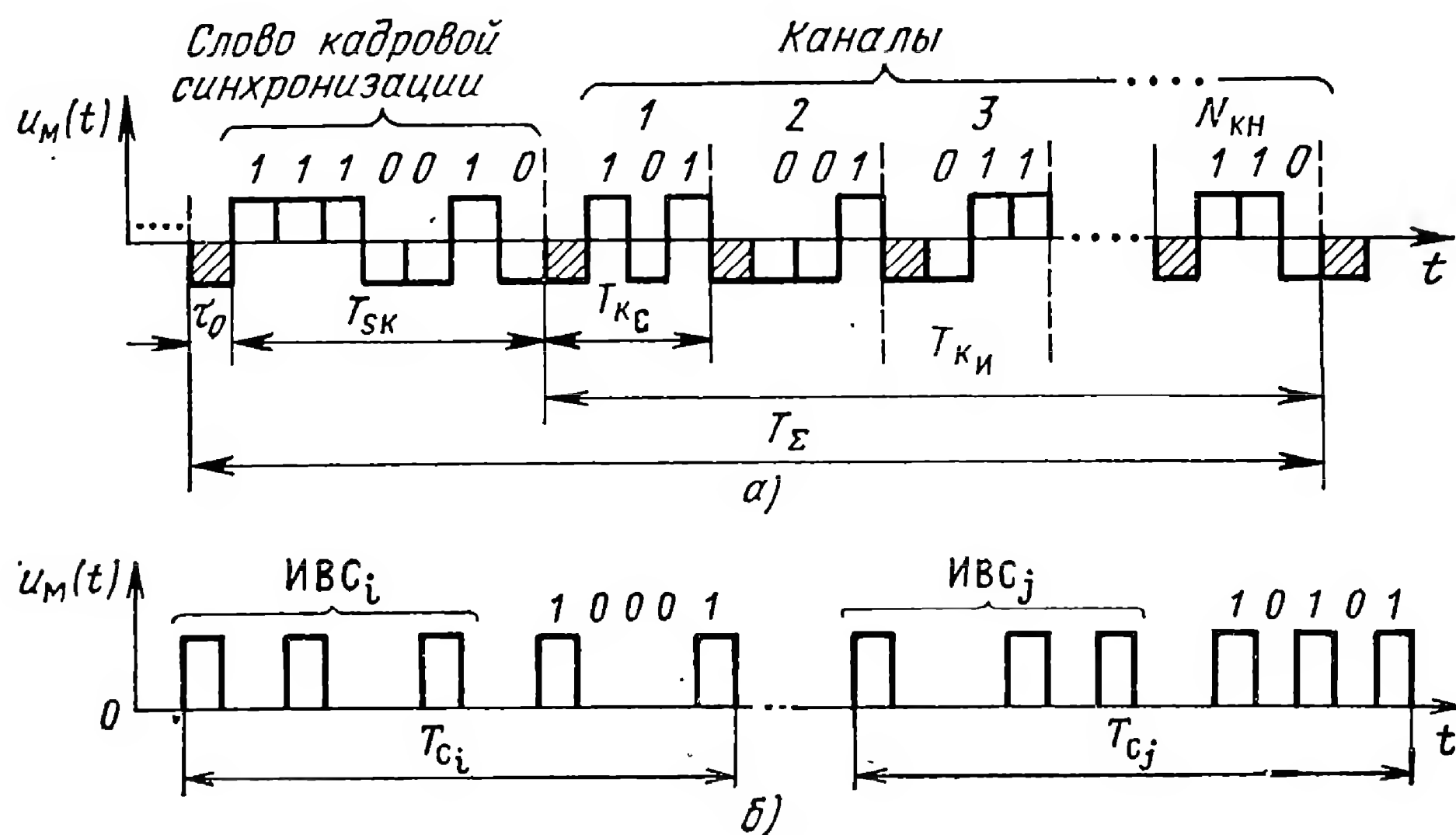


Рис. 4.4. Структура модулирующего сигнала $u_m(t)$ при синхронном (а) и асинхронном (б) методах передачи цифровых команд.

КИМ (ИВС) и ВИМ_д (ИВС). Рис. 4.3, в соответствует случаю, когда импульсно-временной сигнал (ИВС) применяется для представления отдельных позиций двоичного слова в режиме передачи с пассивной паузой. При использовании сигналов с модуляцией ВИМ_д (ИВС) импульсно-временные сигналы употребляются в качестве как тактовых, так и информационных сигналов. Если несущее колебание модулируется рассмотренными сигналами, например, по амплитуде, то получим соответственно радиосигналы КИМ (ИВС)-АМ и ВИМ_д (ИВС)-АМ.

При формировании и передаче команд отдельные слова, соответствующие различным каналам или командам, могут объединяться в модулирующем сигнале различным образом. В качестве примеров, на рис. 4.4 приведены возможные структуры модулирующего сигнала при временном и структурно-временном уплотнении каналов радиолинии и последовательной передаче отдельных позиций двоичного командного слова.

Рис. 4.4, а соответствует временному уплотнению и синхронной передаче последовательности командных слов одинаковой длитель-

ности в течение интервала времени длительностью $T_{кн}$. Этот интервал разбит на равные временные интервалы длительностью $T_{кс}$, каждый из которых закреплен за определенным каналом радиолинии. Число таких интервалов соответствует числу каналов $N_{кн}$ в радиолинии. Разделение каналов при приеме обеспечивается путем передачи синхронизирующего слова длительностью $T_{ск}$. Совокупность командных и синхронизирующих слов, занимающая интервал времени длительностью $T_{\Sigma} = T_{кн} + T_{ск} + \tau_0$, называют кадром. Синхронизирующее слово передается в начале кадра и называется словом кадровой синхронизации. Это слово отличается от командных слов своей структурой. Этим самым обеспечивается возможность выделения в приемном тракте сигналов кадровой синхронизации, которые используются затем для разделения каналов. В состав командной посылки иногда включают и сигналы пословной синхронизации (на рис. 4.4, а — заштрихованные импульсы длительностью τ_0), передача которых повышает надежность определения моментов начала и окончания каждого командного слова при приеме.

При асинхронной передаче команд понятие кадра удобно заменить понятием группы команд. Число команд в каждой отдельной группе может быть различным, причем в общем случае допускается произвольный порядок (временная последовательность) передачи отдельных команд внутри группы. В частных случаях группа команд вырождается в отдельную посылку одной команды. При произвольной последовательности передачи команд внутри группы каждая посылка, соответствующая одной отдельной команде, должна содержать как командную, так и адресную информацию, определяющую получателя или исполнителя команд. Последняя может передаваться путем включения в состав посылки отдельной адресной части или путем объединения в едином сигнале командной и адресной информации, например, на основе использования составных сигналов.

На рис. 4.4, б показана возможная структура двух командных посылок, каждая из которых содержит отдельные информационные и адресные части, причем в общем случае эти посылки имеют разную длительность ($T_{ci} \neq T_{cj}$). Адресная часть посылок передается импульсно-временными сигналами (ИВС), а командное слово — с помощью кодово-импульсной модуляции. В данном случае одновременная передача команд (передача со свободным доступом) не предусматривается, поэтому применяется структурно-временное уплотнение каналов.

4. Передача аналоговых команд по цифровым радиолиниям

Как уже отмечалось, в этом случае на входе радиолинии осуществляется преобразование аналоговых команд в цифровую форму, а на выходе — обратное преобразование. Зависимость командного сигнала u_k от величины аналогового командного сообщения $u_{кс}$ (амплитудная характеристика радиоканала) приобретает вид ступенчатой функции (рис. 4.5, а).

В процессе квантования по уровню непрерывная величина $u_{\text{к с}}(t)$ заменяется ближайшим дискретным значением. При постоянном шаге квантования h имеет место равенство

$$h = \frac{\Delta U_{\text{к с макс}}}{N_{\text{кв}}}, \quad (4.4.6)$$

где $\Delta U_{\text{к с макс}}$ — диапазон изменения непрерывного командного сообщения; $N_{\text{кв}}$ — число уровней квантования.

Преобразование аналоговых величин в цифровые сопровождается возникновением шумов квантования, поскольку квантованные отсчеты отличаются от истинных значений непрерывной величины. Погрешность преобразования δU является случайной величиной, которая не превы-

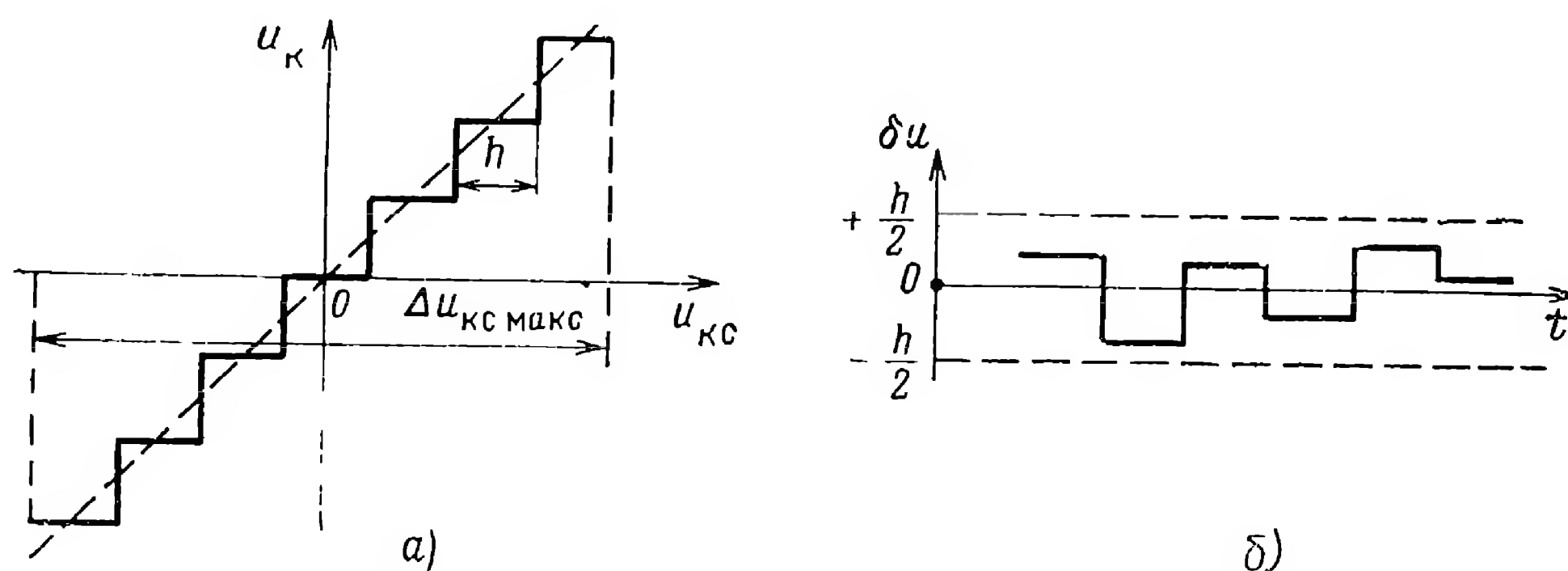


Рис. 4.5. Амплитудная характеристика радиозвена (а) и шумы квантования (б) при передаче аналоговых команд по цифровому радиоканалу.

шает половины шага квантования, т. е. $\delta U_{\text{макс}} = h/2$. При большом числе уровней квантования $N_{\text{кв}}$ эту случайную величину можно считать равномерно распределенной в пределах $\pm h/2$. Тогда среднеквадратическое значение шумов квантования вычисляется по формуле [12]

$$\sigma_{\text{кв}} = h/2 \sqrt{3}. \quad (4.4.7)$$

Для уменьшения шумов квантования необходимо повышать число уровней квантования $N_{\text{кв}}$.

Точность воспроизведения команды на выходе радиозвена определяется шумами квантования, аппаратными ошибками преобразователей и ошибками, возникающими в процессе передачи команд под действием помех. Поэтому величина $\sigma_{\text{кв}}$ должна выбираться с учетом возможных величин прочих ошибок.

Квантование непрерывной команды обычно производится через регулярные промежутки времени — период манипуляции $T_{\text{мн}}$. Получающиеся цифровые команды по радиолинии передаются синхронно. В этом случае при последовательной передаче квантованных значений непрерывной команды шумы квантования образуют периодическую последовательность биполярных импульсов со случайной амплитудой

(рис. 4.5, б). Ошибки соседних отсчетов можно считать приблизительно независимыми, тогда отдельные импульсы флюктуируют независимо друг от друга.

Энергетический спектр такого случайного процесса в области низких частот находится с помощью соотношения [15]:

$$G_{\text{кв}}(0) \approx 2T_{\text{мн}} \sigma_{\text{кв}}^2 = \frac{1}{6} T_{\text{мн}} h^2. \quad (4.4.8)$$

Наличие шумов квантования приводит к появлению флюктуационного напряжения на выходе радиоканала. При вычислении ошибок наведения, обусловленных шумами квантования, используется спектральная плотность флюктуаций $G_{\text{кв}}(0)$.

§ 4.5. СИНХРОНИЗАЦИЯ В ЦИФРОВЫХ КОМАНДНЫХ РАДИОЛИНИЯХ

В цифровых КРЛ необходимо применять кадровую (при синхронной передаче) или групповую (при асинхронной передаче), а также словную синхронизацию. В случае посимвольного приема дополнительно требуются сигналы посимвольной синхронизации. С помощью соответствующих синхронизирующих сигналов осуществляется разделение каналов КРЛ и обеспечивается правильная работа декодирующих устройств командных сигналов (рис. 4.1).

В качестве слов кадровой или групповой синхронизации при временном или структурно-временном уплотнении каналов (рис. 4.4) часто используются составные сигналы, причем выделение этих слов в приемнике осуществляется с помощью пассивного согласованного фильтра. Напряжение на выходе согласованного фильтра воспроизводит автокорреляционную функцию синхронизирующего сигнала. Для уменьшения ошибок, возникающих при обнаружении синхронизирующего сигнала и определении его временного положения, автокорреляционная функция данного сигнала должна иметь узкий центральный пик и малый уровень «боковых» выбросов. Подобным свойством обладает ряд широкополосных сигналов, в том числе сигналы, сформированные на основе некоторых двоичных кодов.

В качестве примера на рис. 4.6 изображен синхронизирующий сигнал в виде 7-значного кода Баркера 1110010 и его нормированная автокорреляционная функция $\Psi_0(\tau)$. Двоичные символы кода представлены биполярными видеоимпульсами, т. е. видеосигналом. В передающем тракте КРЛ такой сигнал используется для модуляции несущего или поднесущего колебаний. В приемном тракте восстанавливается исходный видеосигнал, который поступает затем на декодирующее устройство синхронизирующих сигналов.

Рассмотрим случай, когда подобное устройство осуществляется на основе применения согласованного фильтра (рис. 4.7). С выхода этого устройства снимается сигнал кадровой (или групповой) синхронизации $u_{\text{с к}}(t)$.

Принятый синхронизирующий видеосигнал, соответствующий коду Баркера, поступает на вход линии задержки. Расстояние между отдельными отводами этой линии соответствует длительности эле-

ментарных импульсов кода $\tau_{\text{и}}$. Максимальное время задержки синхронизирующего сигнала равно полной длительности этого сигнала $T_{\text{с}}$. Сигналы, которые снимаются с отводов линии задержки, поступают на сумматор. При этом часть сигналов проходит через инверторы, изменяющие полярность сигналов. Пространственное расположение отводов линии задержки, к которым подключены инверторы, воспроизводит в обратном порядке временное положение символов «0», имеющих-ся в составе рассматриваемого синхронизирующего кодового слова. Тем самым обеспечивается синхронное накопление энергии отдельных импульсов этого слова в сумматоре. К выходу сумматора подключен фильтр, который согласован с одиночным видеоимпульсом длительности $\tau_{\text{и}}$.

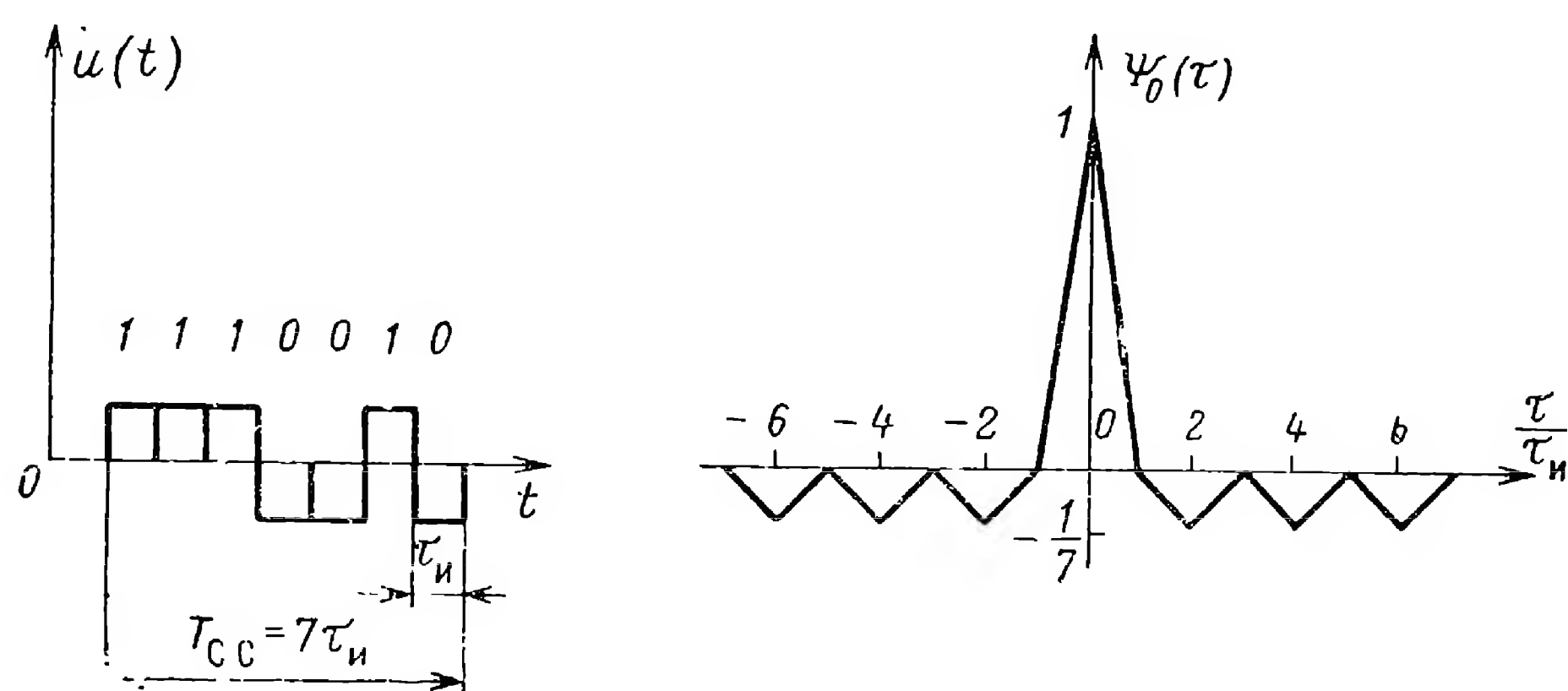


Рис. 4.6. Код Баркера ($n=7$) и его автокорреляционная функция.

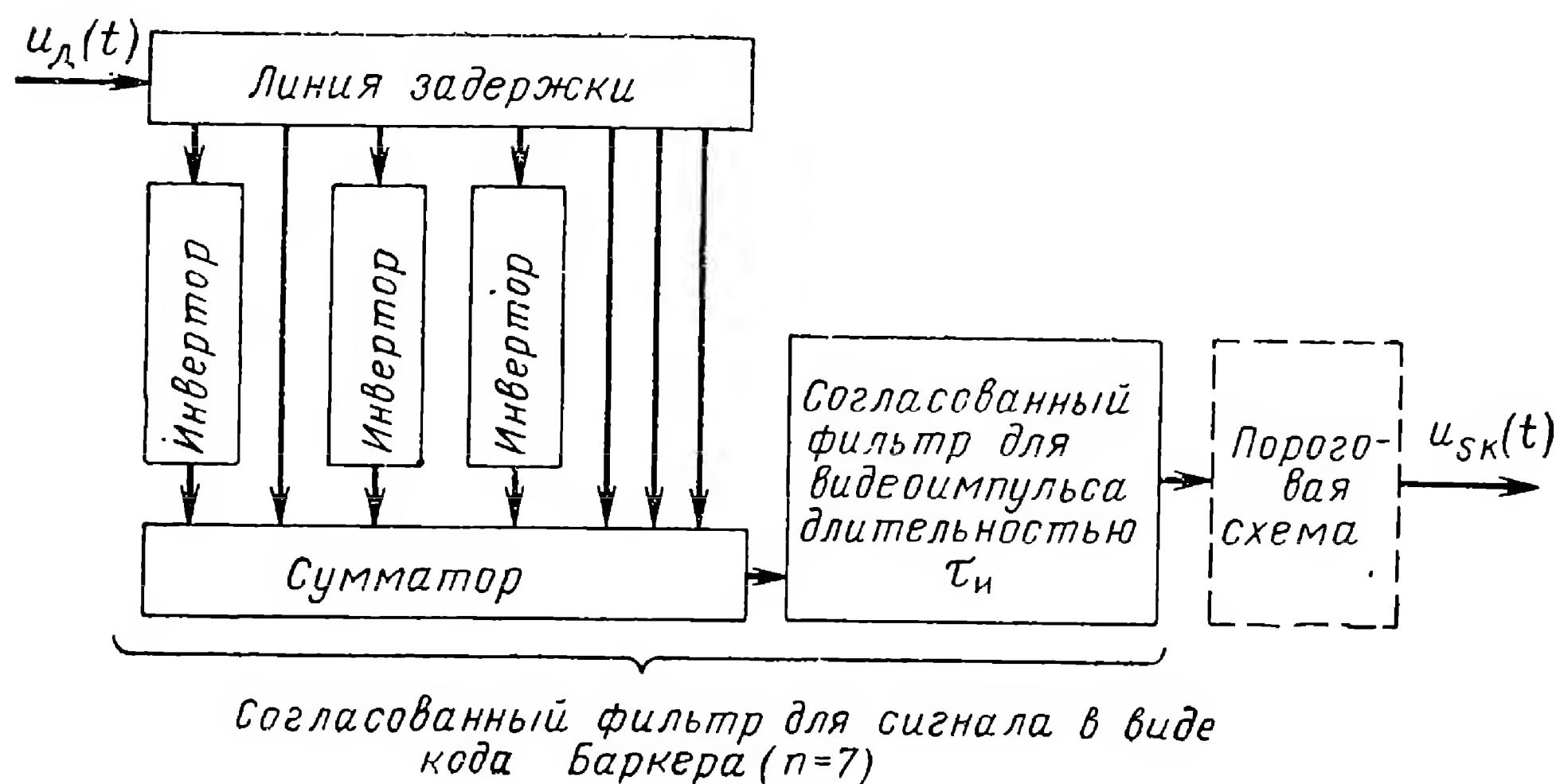


Рис. 4.7. Функциональная схема устройства декодирования кадрового синхронизирующего сигнала.

В момент окончания принятого синхронизирующего кодового слова на выходе согласованного фильтра образуется короткий импульс значительной амплитуды, который соответствует центральному «пику» функции $\Psi_0(\tau)$. С помощью таких импульсов осуществляется запуск

пороговой схемы, предназначенной для выделения отдельных синхронизирующих сигналов.

На вход рассматриваемого согласованного фильтра с выхода демодулятора приемника поступает напряжение $u_d(t)$, которое содержит как синхронизирующие, так и командные сигналы. Воздействие на согласованный фильтр командных слов может сопровождаться образованием дополнительных «выбросов» напряжения на выходе этого фильтра. Для предотвращения ложных срабатываний пороговой схемы под действием таких выбросов коэффициенты взаимной корреляции между синхронизирующим сигналом и отдельными командными словами должны иметь незначительную величину.

Синхронизирующие сигналы, снимаемые с рассмотренного декодирующего устройства, могут непосредственно использоваться как для кадровой, так и для групповой синхронизации, что соответствует безынерционной системе синхронизации. В этом случае обеспечивается минимальное время установления синхронизации.

Для повышения помехоустойчивости систем синхронизации последние часто выполняются как замкнутые системы автоматического регулирования, а иногда — на основе узкополосных пассивных фильтров. Такие системы синхронизации являются инерционными, поэтому для выделения сигналов групповой синхронизации они обычно не применимы.

В инерционной системе кадровой синхронизации сигналы, выделенные с помощью согласованного фильтра, могут использоваться для автоматической подстройки частоты местного генератора синхронизирующих сигналов. По сравнению с безынерционной системой такая система является узкополосной, постоянная времени инерционной системы значительно превышает длительность синхронизирующего сигнала $T_{с.к.}$. Следовательно, в установившемся режиме обеспечивается хорошая фильтрация помех и высокая точность определения начала кадра. Недостатком инерционной системы является значительное время обнаружения и выделения слов кадровой синхронизации, а также возможность срыва слежения под действием помех.

Безынерционные и инерционные системы синхронизации применяются также при выделении сигналов пословной и посимвольной синхронизации, причем в случае асинхронной передачи применение инерционных систем встречает трудности.

Пословная синхронизация предназначена для определения границ отдельных команд в составе кадра или группы. Существуют различные способы осуществления пословной синхронизации. Один из таких способов основан на использовании специальных разделительных сигналов (на рис. 4.4, а — заштрихованные импульсы). При синхронной непрерывной передаче команд разделительные сигналы имеют периодический характер, поэтому в спектре модулирующего сигнала КРЛ возникает регулярная составляющая на частоте следования командных слов $F_{к.с.} = 1/T_{к.с.}$. После детектирования принятого радиосигнала эта составляющая выделяется с помощью узкополосного фильтра и используется для формирования сигналов пословной синхронизации. Такая система синхронизации является инерционной.

Примером безынерционной системы пословной синхронизации может служить система, работа которой основана на непрерывном подсчете текущего числа информационных символов, поступающих в течение одного кадра или группы. Синхронизирующие сигналы формируются в моменты времени, когда число зарегистрированных символов становится кратным длине командного слова n . После приема каждого слова кадровой или групповой синхронизации счетчик символов устанавливается в исходное положение.

Посимвольная синхронизация используется при посимвольном приеме кодовых слов и обеспечивает разделение элементарных сигналов, соответствующих различным позициям кодового слова. Требования к точности посимвольной синхронизации зависят от используемого способа обработки элементарных информационных сигналов

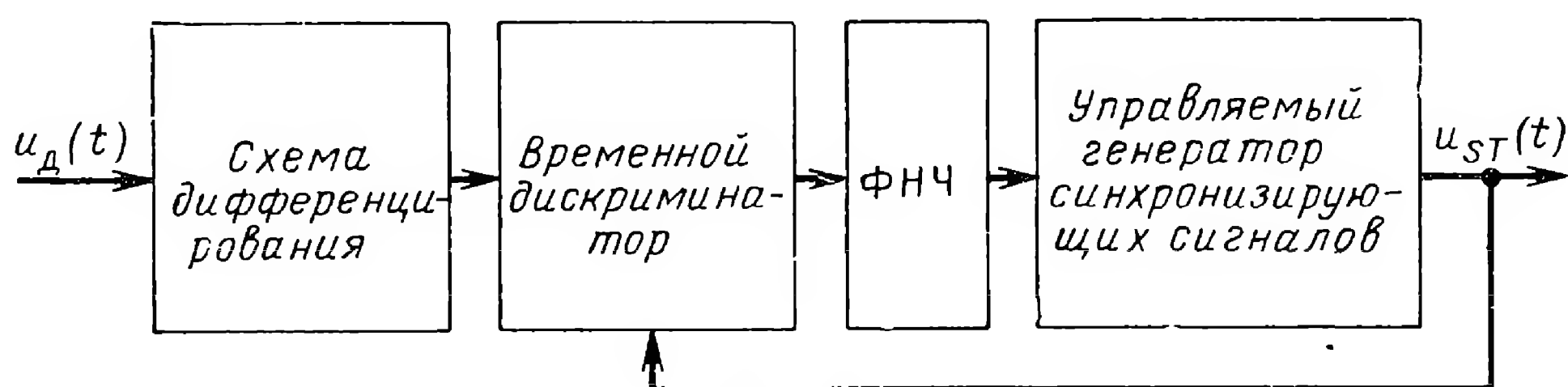


Рис. 4.8. Функциональная схема инерционной системы посимвольной синхронизации.

в приемнике. При обработке, близкой к оптимальной, необходимо достаточно точное определение границ этих сигналов. Требования к точности посимвольной синхронизации возрастают с уменьшением длительности элементарных сигналов. Следовательно, при неизменной скорости передачи информации для корректирующего кода эти требования повышаются по сравнению с избыточным кодом пропорционально отношению n/k (n — длина кодового слова, k — число информационных символов в нем).

В этом случае для выделения сигналов посимвольной синхронизации непосредственно используется последовательность принимаемых информационных символов [14]. На рис. 4.8 показана функциональная схема инерционной системы посимвольной синхронизации. В результате дифференцирования сигнала $u_d(t)$, получаемого после детектирования принятого радиосигнала, образуется последовательность импульсов, временное положение которых соответствует границам между соседними символами «1» и «0». Эта последовательность поступает на временной дискриминатор, который вырабатывает управляющее напряжение, пропорциональное временному рассогласованию между входной и опорной последовательностями импульсов. Последняя и используется в качестве сигналов посимвольной (тактовой) синхронизации $u_{сг}(t)$. Опорная последовательность вырабатывается генератором синхронизирующих сигналов. С помощью управляющего напряжения изменяется частота следования импульсов опорной последовательности, тем самым обеспечивается автоматическая подстройка генератора синхронизирующих сигналов.

§ 4.6. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КРЛ ПРИ ЦИФРОВЫХ МЕТОДАХ ПЕРЕДАЧИ КОМАНД

1. Оптимальный прием дискретных сигналов

Рассмотрим потенциальную помехоустойчивость цифровых КРЛ при воздействии широкополосных шумовых помех типа собственных шумов приемного устройства. Будем считать, что передача команд осуществляется с помощью ансамбля радиосигналов $s_j(t)$ ($j = 1, 2, \dots, L$), которые принимаются оптимальным приемником. В зависимости от способа приема командных слов (посимвольный прием или прием «в целом») изменяется структура оптимального приемника. При различных способах приема в общем случае используются и различные формы сигналов. При посимвольном приеме командных слов ансамблю сигналов $s_j(t)$ соответствует алфавит из m символов, т. е. выполняется условие $L = m$ (в случае бинарного кодирования $L = 2$). При использовании приема «в целом» сигналы $s_j(t)$ представляют собой отдельные командные слова. Общее число таких сигналов определяется количеством передаваемых команд ($L = N$). При любом способе приема командных слов анализ помехоустойчивости оптимального приемника основывается на одной и той же методике [12, 41, 76].

Будем считать, что принимаемые радиосигналы $s_j(t)$ обладают одинаковой энергией E_c и длительностью T_c (в случае посимвольного приема $T_c = \tau_0$, где τ_0 — длительность элементарного символа). Примем, что каждый сигнал может передаваться с одинаковой априорной вероятностью $1/L$. Пусть, например, был передан сигнал $s_i(t)$, тогда результирующее напряжение на входе приемника имеет вид

$$x(t) = s_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_c, \quad (4.6.1)$$

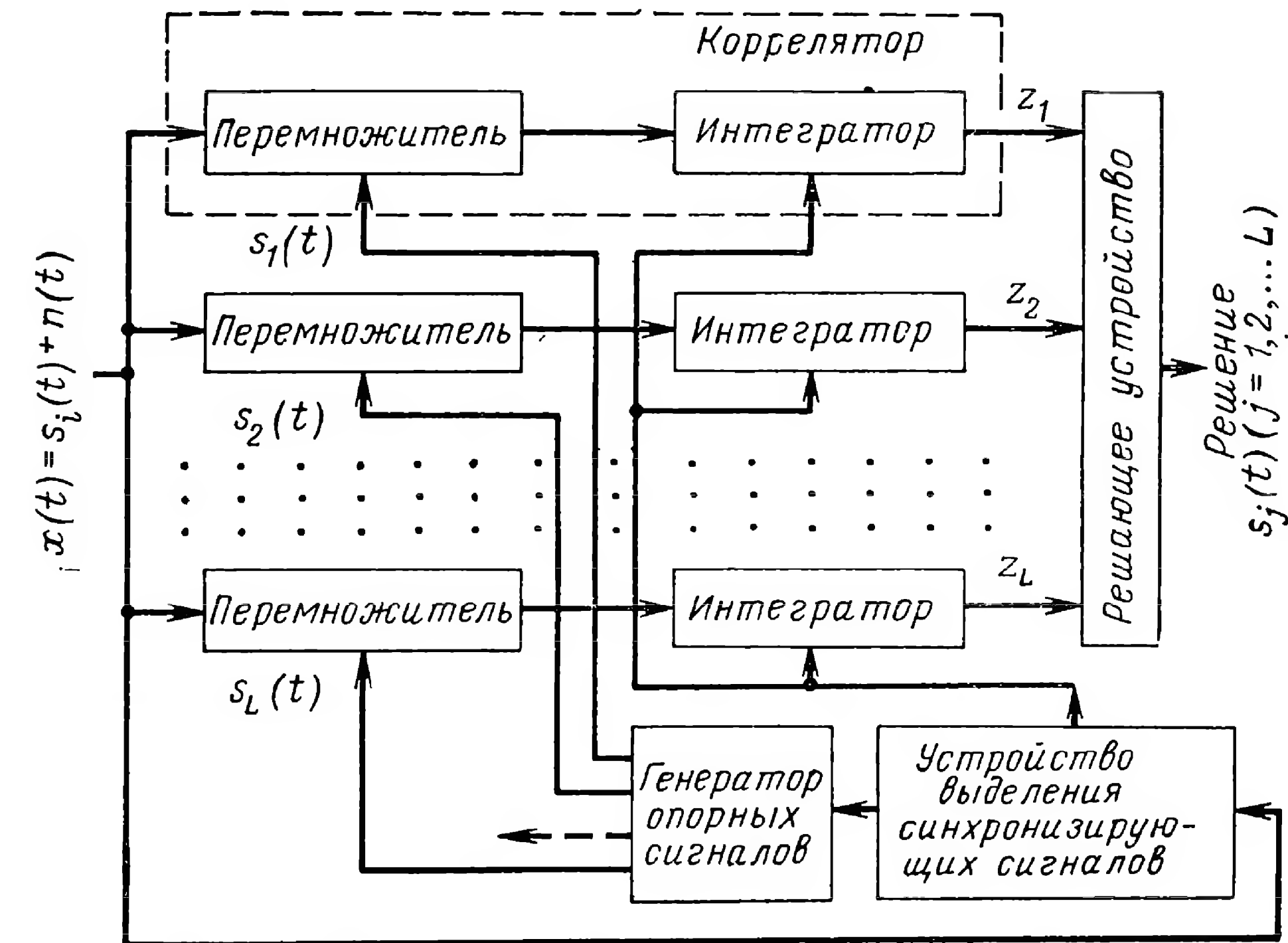
где $n(t)$ — стационарный нормальный «белый» шум с нулевым средним значением и корреляционной функцией вида $\Psi_{\text{ш}}(\tau) = G_{\text{ш}}\delta(\tau)/2$; $G_{\text{ш}}$ — спектральная плотность мощности шума; $\delta(\tau)$ — дельта-функция.

Функциональные схемы оптимальных приемников приведены на рис. 4.9. Рис. 4.9, а соответствует приему «в целом», а рис. 4.9, б — посимвольному приему в двоичном канале [12, 76].

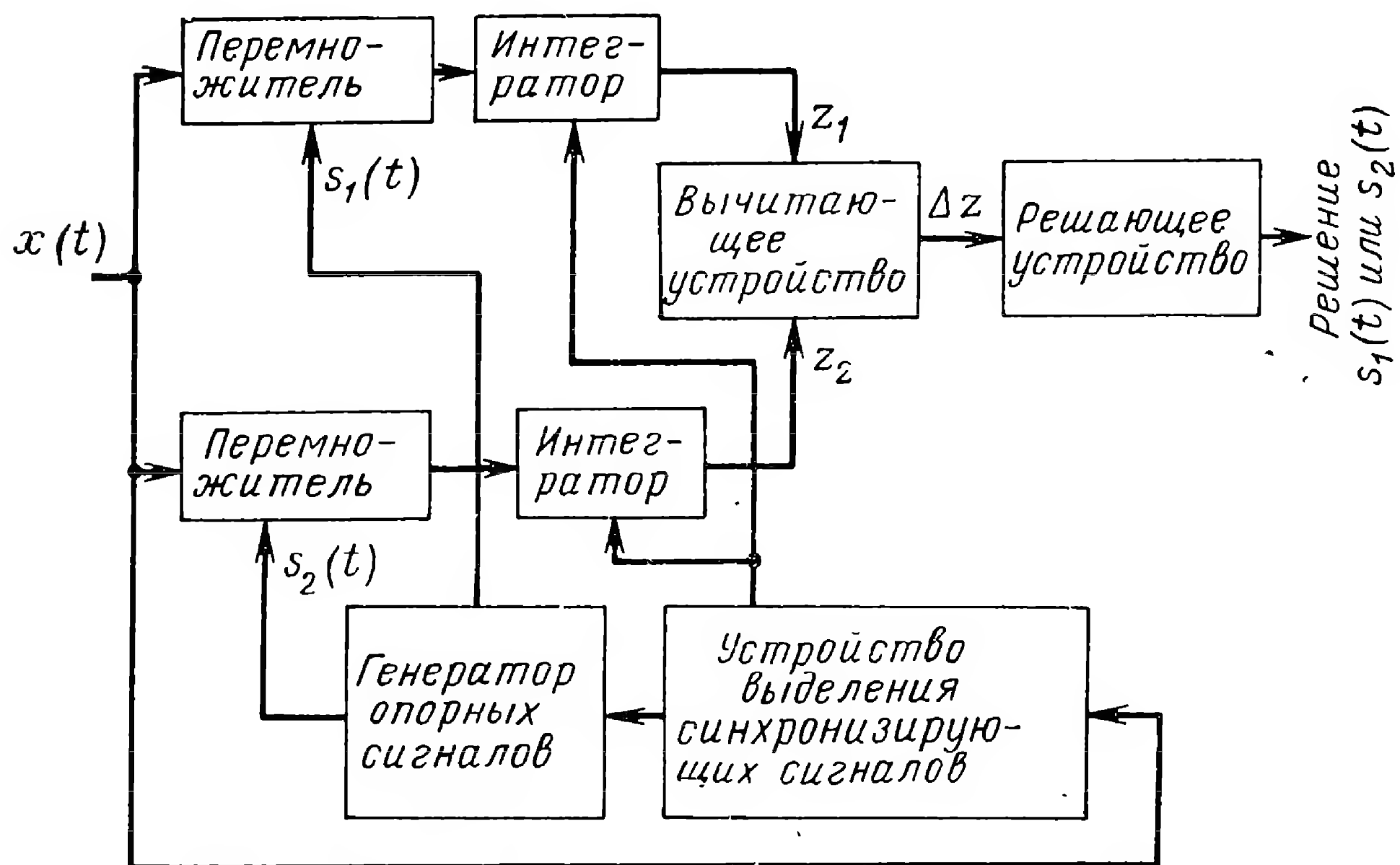
Оптимальный приемник вычисляет взаимную корреляцию принятого сигнала $x(t)$ с каждым из возможных сигналов $s_j(t)$ и выносит решение о приеме того сигнала, для которого указанная величина имеет наибольшее значение. Схема оптимального приемника содержит L активных корреляторов или пассивных согласованных фильтров. Для определенности на рис. 4.9 полагаем, что используются активные корреляторы. В этом случае имеется генератор опорных сигналов, который вырабатывает «образцы» сигналов $s_j(t)$. В состав приемника входит также устройство синхронизации, с помощью которого обеспечивается синхронизация принимаемых и опорных сигналов, а также разряд интегратора после окончания символа или кодового слова. При оценке помехоустойчивости оптимального приемника параметры входного сигнала считаются полностью известными. Такой приемник известен

под названием оптимального корреляционного (или когерентного) приемника. Опорные сигналы поступают на корреляторы одновременно с принятым сигналом $x(t)$. Коррелятор состоит из перемножителя сигналов и интегратора. В момент окончания принятого сигнала выходное напряжение корреляторов определяется как

$$z_j = \int_0^{T_c} x(t) s_j(t) dt, \quad (j = 1, 2, \dots, L). \quad (4.6.2)$$



а)



б)

Рис. 4.9. Функциональные схемы оптимальных корреляционных приемников:
а — прием «в целом»; б — посимвольный прием.

Каждую из случайных величин z_j можно представить в виде суммы сигнальной z_{jc} и шумовой $z_{jш}$ составляющих

$$z_j = z_{jc} + z_{jш} = \int_0^{T_c} s_i(t) s_j(t) dt + \int_0^{T_c} n(t) s_j(t) dt. \quad (4.6.3)$$

Для сигнальной составляющей справедливо соотношение

$$z_{jc} = \begin{cases} E_c & \text{при } i = j, \\ \rho_{ij} E_c & \text{при } i \neq j, \end{cases} \quad (4.6.4)$$

где $E_c = \int_0^{T_c} s_j^2(t) dt$; ρ_{ij} — коэффициент взаимной корреляции сигналов $s_i(t)$ и $s_j(t)$, который вычисляется по формуле (4.4.3).

Решающее устройство производит сравнение случайных величин z_j ($j = 1, 2, \dots, L$). Для бинарных сигналов ($L = m = 2$) сравнение величин z_1 и z_2 сводится к оценке знака величины $\Delta z = z_1 - z_2$.

Помехоустойчивость оптимального приемника характеризуется результирующей вероятностью ошибочных решений (ошибок) при различении сигналов $s_j(t)$. Ошибочные решения возникают в тех случаях, когда вместо переданного сигнала $s_i(t)$ регистрируется другой сигнал $s_j(t)$ ($i \neq j$).

Для уменьшения вероятности ошибок принимаемые сигналы должны обладать минимальными значениями коэффициентов взаимной корреляции ρ_{ij} . Сигналы называются равноудаленными, если все коэффициенты ρ_{ij} имеют одинаковую величину, т. е. $\rho_{ij} = \rho$ при любых $i \neq j$. Для алфавита из L равноудаленных сигналов минимально возможное значение коэффициента ρ определяется соотношением [41]

$$\rho_{\min} = -\frac{1}{L-1}. \quad (4.6.5)$$

Такие сигналы называются оптимальными. В частности, при $L = 2$ оптимальными являются противоположные сигналы ($\rho = -1$).

Сигналы, для которых величина коэффициента ρ_{ij} удовлетворяет условию $-1/(L-1) \leq \rho_{ij} < 0$, носят общее название трансортональных сигналов.

Один из способов формирования близких к оптимальным сигналов основан на использовании ортогональных или биортогональных двоичных кодовых слов.

В случае ортогонального двоичного кода максимальное число кодовых комбинаций N совпадает с длиной кодового слова n ($N = n$). Последняя часто определяется как $n = 2^k$ ($k = 1, 2, \dots$), где k — число информационных символов в слове. Располагая ансамблем из N ортогональных кодовых слов, можно получить ансамбль из $2N$ биортогональных кодовых слов. На рис. 4.10 приведено условное изображение такого ансамбля при $n = 4$. Двоичные символы «1» и «0» соответствуют элементарным сигналам, которые различаются значением начальной фазы несущего колебания (0 или π), т. е. используются сигналы с мо-

дуляцией КИМ-ФМн. Коэффициент корреляции ρ_{ij} между отдельными сигналами, соответствующими отдельным словам биортогонального ансамбля, принимает значения $\rho_{ij} = 0$ и $\rho_{ij} = -1$. Следовательно, такие сигналы не являются равноудаленными. Для различения пары противоположных сигналов ($\rho_{ij} = -1$) в приемнике достаточно иметь единственный коррелятор. Решение о приеме сигнала $+s_i(t)$ или $-s_i(t)$ выносится в результате определения знака выходной величины коррелятора z_i . При использовании ансамбля из N биортогональных сигналов приемный тракт содержит $N/2$ корреляторов, т. е. в два раза меньше, чем при использовании N ортогональных сигналов.

Рассмотрим помехоустойчивость оптимального когерентного приемника. Поскольку решение о приеме определенного сигнала выносится на основе анализа случайных величин z_j ($j = 1, 2, \dots, L$), то необходимо предварительно определить совместную плотность вероятности этих величин $W(z_1, z_2, \dots, z_L)$.

Согласно (4.6.3) случайные величины $z_{j\text{ ш}}$ получаются из нормального «белого» шума $n(t)$ с

1	1	1	1
1	1	0	0
1	0	1	0
1	0	0	1
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0

Рис. 4.10. Условное изображение алфавита биортогональных двоичных кодовых слов ($n = 4$).

помощью линейных операций: умножения на детерминированную функцию $s_j(t)$ и последующего интегрирования. Следовательно, плотность вероятности каждой из этих величин $W(z_{j\text{ ш}})$ характеризуется нормальным законом распределения

$$W(z_{j\text{ ш}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{ш}}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} (z_{j\text{ ш}} - m_{\text{ш}})^2 \right], \quad (4.6.6)$$

где $m_{\text{ш}}$ и $\sigma_{\text{ш}}^2$ — математическое ожидание и дисперсия $z_{j\text{ ш}}$ соответственно.

Вычисление параметров $m_{\text{ш}}$ и $\sigma_{\text{ш}}^2$ производится по известным правилам [42]

$$\begin{aligned} m_{\text{ш}} = \overline{z_{j\text{ ш}}} &= \int_0^{T_c} \overline{n(t)} s_j(t) dt = 0, \\ \sigma_{\text{ш}}^2 = \overline{z_{j\text{ ш}}^2} - m_{\text{ш}}^2 &= \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \overline{n(t_1) n(t_2)} s_j(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \Psi_{\text{ш}}(t_1 - t_2) s_j(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \frac{1}{2} G_{\text{ш}} \delta(t_1 - t_2) s_j(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2 = \frac{G_{\text{ш}} E_c}{2}, \end{aligned} \quad (4.6.7)$$

где черта обозначает статистическое усреднение случайной величины.

Согласно (4.6.3). плотность вероятности случайной величины z_j отличается от $W(z_j)$ наличием постоянной составляющей z_{jc} . Если на входе приемника присутствует сигнал $s_i(t)$, то величина z_{jc} определяется формулой (4.6.4). Тогда условную плотность вероятности $W(z_j/s_i)$ можно записать в виде

$$W(z_j/s_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{ш}}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} (z_j - E_c \rho_{ij})^2 \right\}. \quad (4.6.8)$$

Взаимная корреляция r_{ij} двух случайных величин z_i и z_j находится с помощью соотношения

$$\begin{aligned} r_{ij} &= \overline{(z_i - z_{ic})(z_j - z_{jc})} = \overline{z_{i\text{ш}} z_{j\text{ш}}} = \\ &= \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \overline{n(t_1)n(t_2)} s_i(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \frac{1}{2} G_{\text{ш}} \delta(t_1 - t_2) s_i(t_1) s_j(t_2) dt_1 dt_2 = \frac{G_{\text{ш}} E_c}{2} \rho_{ij}. \end{aligned} \quad (4.6.9)$$

Из (4.6.9) следует, что величины r_{ij} и ρ_{ij} совпадают с точностью до постоянного множителя. При этом величина r_{ij} вычисляется для случайных величин z_i и z_j , а коэффициент ρ_{ij} определяется для детерминированных сигналов $s_i(t)$ и $s_j(t)$ по формуле (4.4.3).

Рассмотрим вероятность ошибки при оптимальном приеме ортогональных сигналов, для которых $r_{ij} = \rho_{ij} = 0$. Для таких сигналов совместная L -мерная плотность вероятности $W(z_1, z_2, \dots, z_L)$ находится по правилу

$$W(z_1, z_2, \dots, z_L) = \prod_{j=1}^L W(z_j), \quad (4.6.10)$$

где $W(z_j)$ — одномерная плотность вероятности случайной величины z_j , а Π — обозначает произведение.

На основании формул (4.6.8) и (4.6.10) условная плотность вероятности $W(z_1, z_2, \dots, z_L/s_i)$ определяется как

$$\begin{aligned} W(z_1, z_2, \dots, z_L/s_i) &= \\ &= \frac{1}{(2\pi)^{L/2} \sigma_{\text{ш}}^L} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \sum_{j=1}^L (z_j - E_c \delta_{ij})^2 \right\}, \end{aligned} \quad (4.6.11)$$

где

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{при } i = j, \\ 0 & \text{при } i \neq j. \end{cases}$$

В соответствии с принципом действия оптимального приемника сигнал $s_i(t)$ будет принят правильно, если все случайные величины z_j

оказываются меньше величины z_i ($i \neq j$). Следовательно, можно записать

$$\begin{aligned}
 p_{\text{прав}} &= \int_{-\infty}^{\infty} dz_i \int_{-\infty}^{z_i} \dots \int_{-\infty}^{z_i} W(z_1, z_2, \dots, z_L/s_i) dz_1 \dots dz_L = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} (z_i - E_c)^2 \right\} \times \\
 &\times \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{ш}}} \int_{-\infty}^{z_i} \exp \left(-\frac{z^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \right) dz \right]^{L-1} dz_i = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (y - \sqrt{2q_c})^2 \right\} \times \\
 &\times \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx \right]^{L-1} dy, \quad (4.6.12)
 \end{aligned}$$

где $y = \frac{z_i}{\sigma_{\text{ш}}}$; $x = \frac{z_j}{\sigma_{\text{ш}}}$ ($j \neq i$); $q_c = \frac{E_c^2}{G_{\text{ш}}}$.

Вероятность ошибки для ортогональных сигналов выражается формулой

$$\begin{aligned}
 p_{\text{ош}} = 1 - p_{\text{прав}} &= 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (y - \sqrt{2q_c})^2 \right\} \times \\
 &\times \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx \right]^{L-1} dy. \quad (4.6.13)
 \end{aligned}$$

При $L > 2$ вычисления по формуле (6.4.13) производятся путем численного интегрирования. Для бинарных ортогональных сигналов ($L = 2$) формула (4.6.13) приводится к следующему виду

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{q_c}{2}} \right) \right], \quad (4.6.14)$$

где табулированный интеграл вероятности $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$.

Перейдем к рассмотрению вероятности ошибки в случае биортогональных сигналов. В этом случае решающее устройство выбирает коррелятор с наибольшим абсолютным значением величины z_j и опре-

деляет знак этой величины. При использовании ансамбля из L биортогональных сигналов вероятность ошибки находится по формуле

$$p_{\text{ош}} = 1 - p_{\text{прав}} = 1 - \frac{1}{V^{2\pi}} \int_0^\infty \exp \left\{ -\frac{1}{2} (y - V \overline{q_c})^2 \right\} \times \\ \times \left[\frac{1}{V^{2\pi}} \int_{-y}^y \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx \right]^{\frac{L}{2}-1} dy. \quad (4.6.15)$$

Для бинарных противоположных сигналов ($L = 2$) формула (4.6.15) принимает вид

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(V \overline{q_c})]. \quad (4.6.16)$$

По сравнению с ортогональными сигналами биортогональные сигналы обладают более высокой помехоустойчивостью, однако при $L \gg \gg 1$ вычисления по формулам (4.6.13) и (4.6.15) дают близкие результаты (при одинаковых значениях параметров L и q_c).

При использовании произвольного ансамбля из L равноудаленных сигналов помехоустойчивость приемника определяется значением эквивалентного параметра $q_{\text{э}} = q_c (1 - \rho)$, где коэффициент ρ выражается формулой (4.4.3), причем $\rho_{ij} = \rho$ для всех i и j ($i \neq j$). В этом случае вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$ вычисляется по формуле (4.6.13) путем замены q_c на $q_{\text{э}}$. Для бинарных равноудаленных сигналов получается соотношение

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{q_c}{2} (1 - \rho)} \right) \right]. \quad (4.6.17)$$

Отметим, что помехоустойчивость оптимального приемника зависит от энергии используемых сигналов E_c и не зависит от их формы, в частности от ширины частотного спектра этих сигналов.

2. Помехоустойчивость КРЛ при посимвольном приеме и приеме «в целом»

При сравнении различных способов передачи и приема команд часто используют параметр β (β -критерий), который характеризует отношение энергии принятого сигнала $E_{\text{б}}$, затраченной на передачу одной двоичной единицы информации (бита), к спектральной плотности мощности шума

$$\beta = \frac{E_{\text{б}}}{G_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{ср}} \tau_{\text{б}}}{G_{\text{ш}}}, \quad (4.6.18)$$

где $P_{\text{ср}}$ — средняя мощность принятого сигнала; $\tau_{\text{б}}$ — время передачи одной двоичной единицы информации.

Наилучший способ передачи и приема команд обеспечивает наименьшую вероятность ошибки при приеме команды $p_{\text{и с к}}$ при заданном

значении параметра β или наименьшую величину β при фиксированном значении вероятности ошибки $p_{иск}$.

Сравним помехоустойчивость КРЛ при посимвольном приеме и приеме «в целом». Будем считать, что каждое командное слово содержит k бит информации, причем $k = \log_2 N$, где N — величина ансамбля передаваемых команд.

Рассмотрим посимвольный прием двоичных кодовых слов. Длина этих слов должна отвечать условию $n \geq k$; случай $n = k$ соответствует избыточному коду. При широкополосных шумовых помехах искажения отдельных символов слова будут независимыми случайными событиями. Для избыточного кода вероятность ошибки при регистрации принятого командного слова находится по формуле

$$p_{иск} = 1 - (1 - p_{сим})^k, \quad (4.6.19)$$

где $p_{сим}$ — вероятность искажения отдельного символа, которая в общем случае выражается формулой (4.6.17), причем $p_{ош}$ заменяется на $p_{сим}$.

При $kp_{сим} \ll 1$ формула (4.6.19) преобразуется в приближенное соотношение

$$p_{иск} \approx kp_{сим}. \quad (4.6.20)$$

При избыточном кодировании вероятность ошибки $p_{иск}$ зависит от корректирующей способности выбранного кода. Для кода, который используется в режиме исправления ошибок, в качестве $p_{иск}$ можно принять результирующую вероятность неисправленной ошибки. Характер зависимости между $p_{иск}$ и $p_{сим}$ определяется числом исправляемых ошибок ε_n , которое связано с кодовым расстоянием d соотношением (4.4.5).

Используя формулу (4.6.17), представим вероятность искажения символа в виде функции $p_{сим} = f(\beta)$. Для избыточного двоичного кода выполняется условие $q_c = \beta$, поскольку время передачи одного бита информации τ_b соответствует длительности элементарных сигналов $\tau_s = T_c$. Для избыточного двоичного кода справедливы соотношения

$$\tau_s = \tau_b \frac{k}{n}, \quad (4.6.21a)$$

$$q_c = \beta \frac{\tau_s}{\tau_b} = \beta \frac{k}{n}. \quad (4.6.21b)$$

Подставляя значения q_c в формулу (4.6.17), получаем искомую зависимость $p_{сим} = f(\beta)$.

Прием «в целом» целесообразно осуществлять при использовании ансамбля сигналов с хорошими взаимными корреляционными свойствами. Если отдельные команды представлены ортогональными или биортогональными сигналами, то вероятность ошибки $p_{иск}$ находится соответственно по формулам (4.6.13) и (4.6.15), в которых надо поло-

жить $L = N$ и заменить $p_{\text{ош}}$ на $p_{\text{иск}}$. Значения параметра q_c и длительности сигнала T_c определяются формулами

$$q_c = \beta \frac{T_c}{\tau_6} = \beta \kappa = \beta \log_2 N, \quad (4.6.22a)$$

$$T_c \equiv \kappa \tau_6 = \tau_6 \log_2 N. \quad (4.6.22б)$$

Сравнение различных способов передачи и приема команд удобно проводить с помощью графиков зависимости $p_{\text{иск}} = f(\beta)$. В качестве примера на рис. 4.11

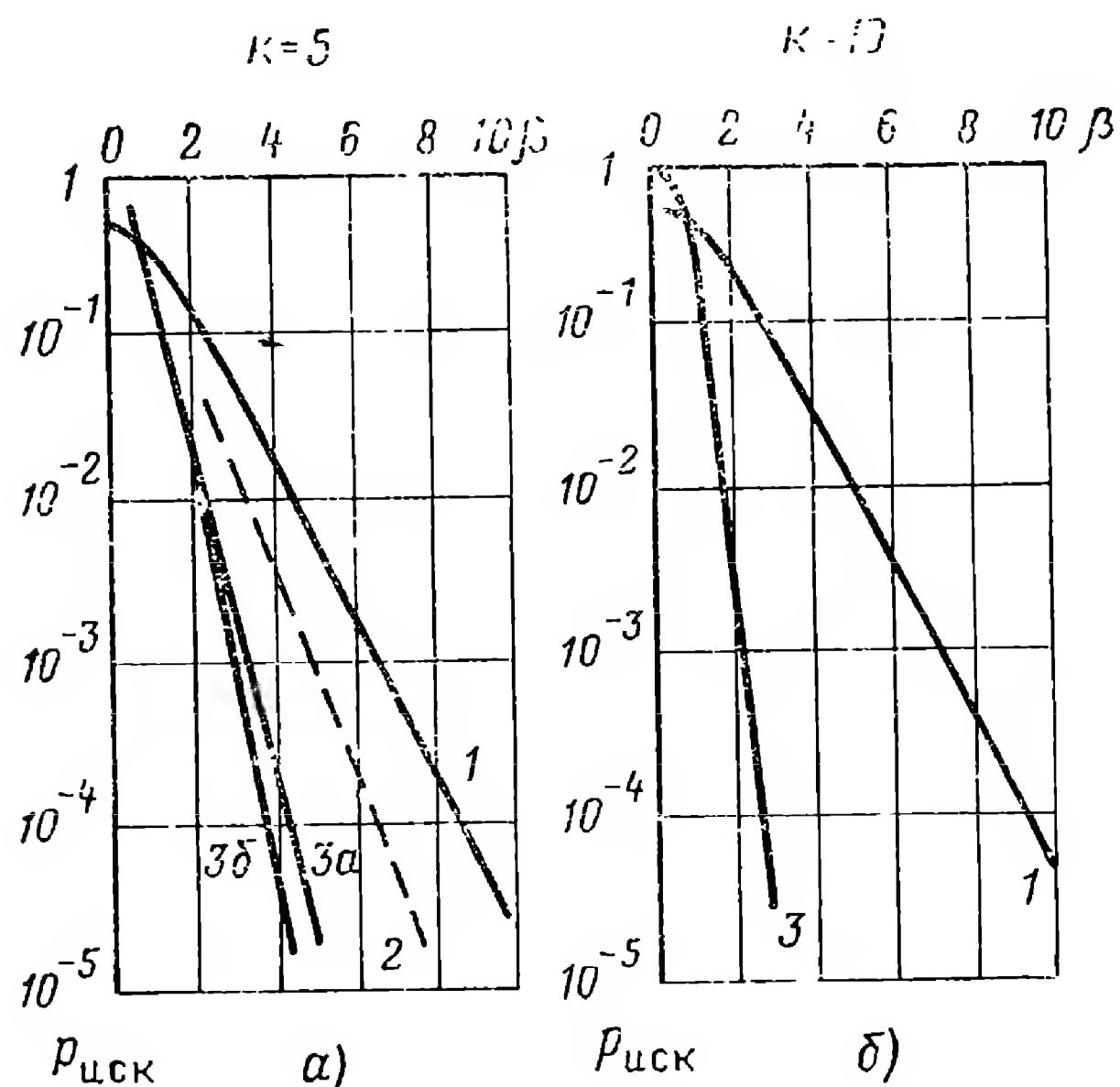


Рис. 4.11. Зависимость вероятности ошибки $p_{\text{иск}}$ от параметра β .

приведены кривые $p_{\text{иск}} = f(\beta)$, построенные для $\kappa = 5$ и $\kappa = 10$. Кривые 1 соответствуют посылочному приему избыточного двоичного кода. Расчет этих кривых выполнен для случая, когда символы «1» и «0» представлены противоположными сигналами, т. е. используются сигналы с модуляцией КИМ-ФМн. Кривая 2 (пунктир) построена для одного из корректирующих кодов, который используется в режиме исправления ошибок малой кратности. Кривые 3 соответствуют приему «в целом» ортогональных (3а) или трансортгональных (3б) сигналов, которые образуют ансамбль из $N = 2^\kappa$ сигналов.

Сравнение кривых показывает, что вероятность ошибки $p_{\text{иск}}$ уменьшается с увеличением параметра β , причем для кривых 3 этот эффект выражен наиболее заметно. При фиксированном значении параметра β помехоустойчивость избыточного двоичного кода ухудшается с увеличением значности кода $n = \kappa$. Этот результат непосредственно следует из формулы (4.6.20). Прием «в целом» характеризуется уменьшением вероятности $p_{\text{иск}}$ при увеличении κ , поскольку согласно формуле (4.6.22а) при $\beta = \text{const}$ значение параметра q_c пропорционально величине $\kappa = \log_2 N$.

Использование оптимальных сигналов в сочетании с методом приема «в целом» позволяет обеспечить требуемую достоверность передачи команд (например, $P_{\text{иск}} \leq 10^{-4} \div 10^{-5}$) при наименьших значениях параметра β . Следовательно, при неизменной скорости передачи информации $s = 1/\tau_6$ уменьшается минимально необходимая мощность принимаемых сигналов $P_{\text{ср}}$. По сравнению с избыточным двоичным кодом энергетический выигрыш для таких сигналов составляет около 2,5 дБ при $\kappa = 5$ и около 5 дБ при $\kappa = 10$.

Многие корректирующие коды также обеспечивают получение энергетического выигрыша по сравнению с избыточным кодом. Величина этого выигрыша, которая зависит от корректирующей способности кодов и применяемых способов декодирования, практически всегда будет меньше выигрыша, получаемого при приеме «в целом».

Оценим также ширину спектра F_M модулирующего сигнала $u_M(t)$ (рис. 4.1) при различных способах цифровой передачи команд. При известном значении F_M определяется и необходимая ширина полосы пропускания радиолинии $\Delta F_{рл}$, поскольку $\Delta F_{рл} = k_f F_M$, где значения коэффициента k_f зависят от используемого метода модуляции несущего колебания и стабильности частоты последнего. Во многих случаях ориентировочно можно полагать $k_f \approx 2$.

Если каждое кодовое слово представлено комбинацией элементарных сигналов длительностью τ_a , которые передаются последовательно во времени, то значение F_M определяется соотношением

$$F_M \approx \frac{1}{\tau_a}. \quad (4.6.23)$$

Для избыточного двоичного кода выполняется условие $\tau_a = \tau_b$, поэтому формула (4.6.23) принимает вид

$$F_M \approx \frac{1}{\tau_b}. \quad (4.6.24)$$

В случае избыточного двоичного кода, учитывая (4.6.21), получаем

$$F_M \approx \frac{1}{\tau_b} \frac{n}{k}, \quad (4.6.25)$$

т. е. имеет место расширение спектра модулирующего сигнала, поскольку $n > k$.

Для упрощения процедуры декодирования при посимвольном приеме кодовых слов применяют корректирующие коды с малым числом контрольных символов, поэтому в большинстве случаев выполняется условие $n/k < 2$. Следовательно, расширение ширины спектра F_M здесь является сравнительно небольшим.

При использовании ортогонального двоичного кода значности $n = N$ длительность элементарного сигнала отвечает условию $\tau_a = T_c/N$. Поэтому с учетом равенства (4.6.22б) можно записать

$$F_M \approx \frac{1}{\tau_b} \frac{N}{\log_2 N}. \quad (4.6.26)$$

Для биортогонального двоичного кода имеем $\tau_a = 2T_c/N$ и значение F_M выражается формулой

$$F_M \approx \frac{1}{2\tau_b} \frac{N}{\log_2 N}. \quad (4.6.27)$$

Соотношения (4.6.26) и (4.6.27) показывают, что при $N \gg 1$ применение ансамбля близких к оптимальным сигналов вызывает сущест-

венное расширение полосы частот радиолинии при неизменной скорости передачи информации $c = 1/\tau_6$. Аналогичный результат наблюдается и в том случае, когда отдельные символы двоичного кодового слова представлены составными сигналами с базой $B_c \gg 1$.

§ 4.7. КОМАНДНЫЕ ЦИФРОВЫЕ РАДИОЛИНИИ С ПРОВЕРОЧНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Один из эффективных методов повышения достоверности передачи команд управления основан на использовании КРЛ с проверочной обратной связью [2, 7, 12]. Такие КРЛ содержат прямой канал (пункт управления — летательный аппарат) и обратный канал (летательный аппарат — пункт управления). С помощью обратной связи осуществляется контроль за прохождением передаваемых команд. В результате применения обратной связи достигается исправление обнаруженных ошибок при приеме переданных команд и «стирание» ложных команд, возникающих в паузах, при наличии соответствующих помех.

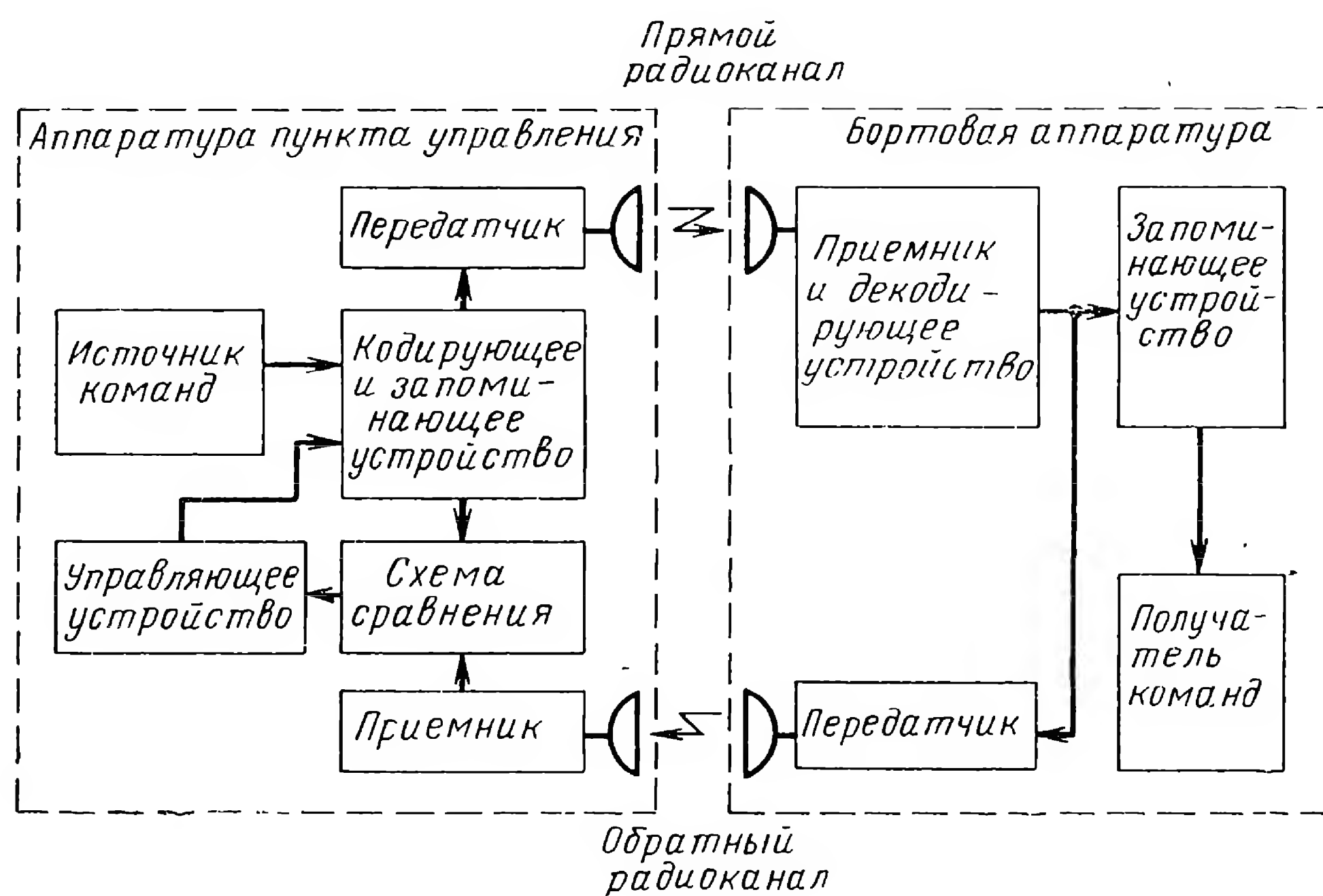


Рис. 4.12. Функциональная схема радиолинии с информационной обратной связью.

Возможны два основных варианта осуществления проверочной обратной связи: первый вариант соответствует радиолиниям с информационной обратной связью; второй вариант — радиолиниям с решающей обратной связью.

Кроме того, находят применение радиолинии с комбинированной обратной связью, в которых одновременно используются принципы информационной и решающей обратной связи.

В радиолинии с информационной обратной связью, обобщенная функциональная схема которой приведена на рис. 4.12, по обратному каналу передаются сведения о том, какую команду зарегистрировал

бортовой приемник. Принятая команда записывается в бортовое запоминающее устройство и исполняется только после принятия решения об отсутствии в ней искажений. Такое решение выносится на пункте управления путем сравнения переданной команды со сведениями, полученными по каналу обратной связи.

В зависимости от результатов подобной проверки изменяется порядок дальнейшей работы КРЛ. При отсутствии обнаруженных ошибок управляющее устройство пункта управления формирует сигнал (функциональную команду), разрешающий исполнение ранее принятой команды. Этот сигнал передается по прямому каналу, после чего производится передача очередной команды. При обнаружении ошибки формируется и передается функциональная команда, с помощью ко-

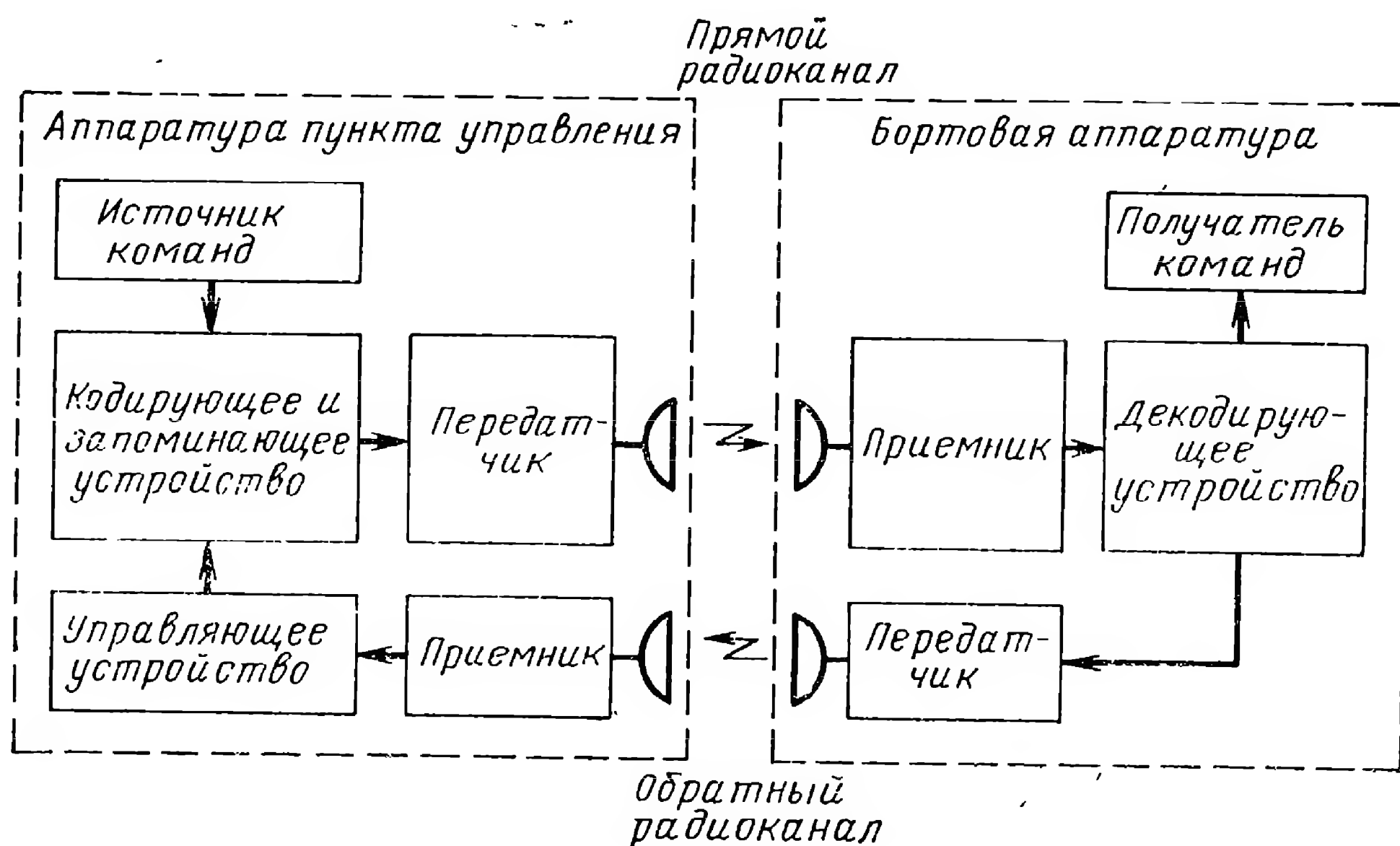


Рис. 4.13. Функциональная схема радиолинии с решающей обратной связью.

торой обеспечивается «стирание» неправильно принятой команды управления. В дальнейшем осуществляется повторная передача той же команды управления.

В радиолиниях с решающей обратной связью проверка правильности приема команды и принятие решения о необходимости повторной передачи производятся в бортовой аппаратуре. Функциональная схема такой радиолинии приведена на рис. 4.13. Анализ принятой кодовой комбинации выполняется бортовым декодирующим устройством. Для обнаружения ошибок в прямом канале КРЛ необходимо либо применять корректирующие коды, либо осуществлять прием с нулевой зоной [43]. В случае обнаружения ошибки принятая команда не исполняется. По обратному каналу передаются функциональные сообщения типа «да-нет» (квитанции), с помощью которых подтверждается правильность приема команды или производится запрос на повторение команды. В соответствии с этими сообщениями управляющее устройство пункта управления выдает разрешение на передачу следующей команды или обеспечивает повторную передачу предыдущей команды.

При любом способе осуществления проверочной обратной связи повторная передача неправильно принятой команды в общем случае может происходить неограниченное число раз до тех пор, пока не будет принято решение о правильном приеме команды. Практически максимально возможное число повторений $r_{\text{макс}}$ ограничивается некоторой величиной, которая определяется максимально допустимой задержкой в исполнении команды.

При анализе помехоустойчивости цифровых радиолиний с проверочной обратной связью вычисляют остаточную вероятность регистрации ошибочной команды $p_{\text{ост}}$, которая возникает вследствие необнаруженных ошибок. Важное значение имеет также среднее число передач отдельной команды $r_{\text{ср}}$. Значения $p_{\text{ост}}$ и $r_{\text{ср}}$ зависят от характеристик прямого и обратного каналов КРЛ и от характеристик помех, действующих в этих каналах.

Рассмотрим способы вычисления величин $p_{\text{ост}}$ и $r_{\text{ср}}$.

При выборе структуры сигналов КРЛ с обратной связью стремятся обеспечить малую вероятность искажений функциональных команд и сообщений. В дальнейшем полагается, что такие искажения отсутствуют (искажения в обратном канале будут учитываться только для случая полной ретрансляции).

Процесс передачи команд управления можно представить как последовательность отдельных циклов. Каждый цикл включает в себя передачу команды по прямому каналу КРЛ и передачу соответствующей информации по каналу обратной связи. В момент окончания каждого цикла возможны следующие три ситуации:

- а) ошибки в прямом канале отсутствуют и команда принята правильно (вероятность $p_{\text{прав}}$);
- б) имеется необнаруженная ошибка (вероятность $p_{\text{н о}}$);
- в) имеется обнаруженная ошибка (вероятность $p_{\text{о о}}$).

В последнем случае производится повторная передача команды.

Перечисленные ситуации составляют полную группу случайных событий. При повторной передаче команды, т. е. в следующем цикле, снова возникает одна из указанных ситуаций.

Рассмотрим случай, когда общее число повторений передачи команды не ограничено. Примем, что результаты отдельных передач представляют собой независимые случайные события. Вероятность появления необнаруженной ошибки после l -кратного повторения одной команды составляет величину $p_{\text{н о}} p_{\text{о о}}^l$, где второй множитель характеризует вероятность появления обнаруженной ошибки в предыдущих циклах передачи. Остаточная вероятность регистрации ошибочной команды $p_{\text{ост}}$ находится по формуле

$$p_{\text{ост}} = p_{\text{н о}} + p_{\text{о о}} p_{\text{н о}} + p_{\text{о о}}^2 p_{\text{н о}} + \dots = p_{\text{н о}} (1 + p_{\text{о о}} + p_{\text{о о}}^2 + \dots). \quad (4.7.1)$$

Используя формулу для суммы бесконечной геометрической прогрессии, получим

$$p_{\text{ост}} = \frac{p_{\text{н о}}}{1 - p_{\text{о о}}}. \quad (4.7.2)$$

Среднее число передач отдельной команды определяется формулой

$$r_{\text{ср}} = \sum_{l=1}^{\infty} l p(l), \quad (4.7.3)$$

где $p(l)$ — вероятность l -кратной передачи команды.

Вероятность $p(l)$ вычисляется в предположении, что в каждом из $l - 1$ предыдущих циклов обнаружена ошибка, а в цикле с номером l обнаружение ошибки не имело места:

$$p(l) = p_{\text{оо}}^{l-1} (1 - p_{\text{оо}}). \quad (4.7.4)$$

Подставив значение $p(l)$ в формулу (4.7.3) и выполнив суммирование, получим

$$r_{\text{ср}} = \frac{1}{1 - p_{\text{оо}}}. \quad (4.7.5)$$

Рассмотрим в качестве примера помехоустойчивость цифровой радиолинии с информационной обратной связью, в которой используется полная ретрансляция. В такой КРЛ по обратному каналу целиком передается кодовое слово принятой команды управления.

Будем считать, что передача команд управления осуществляется избыточным двоичным кодом значности $n = k$. Необнаруженная ошибка соответствует такой комбинации искажений отдельных символов кодового слова в прямом и обратном каналах КРЛ, при которых эти искажения взаимно компенсируются. Примером подобных ошибок служат так называемые «зеркальные» ошибки, когда в прямом канале КРЛ искажаются несколько символов кодового слова (вместо символов «1» регистрируется символ «0» или наоборот), а в обратном канале имеет место обратная трансформация тех же символов. Вероятность искажения символа в прямом и обратном каналах обозначим соответственно $p_{\text{сим I}}$ и $p_{\text{сим II}}$. Будем считать, что ошибки в прямом и обратном каналах являются независимыми и возникают сравнительно редко, т. е. выполняются условия $kp_{\text{сим I}} \ll 1$ и $kp_{\text{сим II}} \ll 1$. В этом случае наиболее вероятны одиночные «зеркальные» ошибки, когда в принятом кодовом слове искажается только один символ. Вероятность появления одиночной ошибки в слове, переданном по прямому каналу КРЛ, выражается формулой

$$p_{\text{иск I}} = kp_{\text{сим I}} (1 - p_{\text{сим I}})^{k-1}. \quad (4.7.6)$$

В правую часть равенства (4.7.6) входит множитель k , поскольку рассматривается суммарная вероятность любых одиночных ошибок в кодовом слове. При этом учитывается, что искажение символа может возникать в любой из k позиций слова, переданного по прямому каналу КРЛ.

Условная вероятность обратной трансформации символа, который исказился в прямом канале КРЛ, при передаче кодового слова по обратному каналу (имеется в виду случай, когда трансформация указан-

ного символа не сопровождается другими ошибками в обратном канале) вычисляется по формуле

$$p_{\text{иск II}} = p_{\text{сим II}} (1 - p_{\text{сим II}})^{k-1}. \quad (4.7.7)$$

Вероятность одиночной «зеркальной» ошибки определяется соотношением

$$\begin{aligned} p_{\text{н о}} = p_{\text{иск I}} p_{\text{иск II}} &= k p_{\text{сим I}} p_{\text{сим II}} (1 - p_{\text{сим I}})^{k-1} (1 - p_{\text{сим II}})^{k-1} \approx \\ &\approx k p_{\text{сим I}} p_{\text{сим II}}. \end{aligned} \quad (4.7.8)$$

Вероятность правильного приема команды в одном цикле передачи находится по формуле

$$\begin{aligned} p_{\text{прав}} &= (1 - p_{\text{сим I}})^k (1 - p_{\text{сим II}})^k \approx 1 - k (p_{\text{сим I}} + p_{\text{сим II}} - \\ &- p_{\text{сим I}} p_{\text{сим II}}). \end{aligned} \quad (4.7.9)$$

При вычислении вероятности обнаружения ошибки используется соотношение

$$p_{\text{о о}} = 1 - p_{\text{прав}} - p_{\text{н о}} \approx k (p_{\text{сим I}} + p_{\text{сим II}} - p_{\text{сим I}} p_{\text{сим II}}) < 1. \quad (4.7.10)$$

Рассматривая случай $r_{\text{макс}} \rightarrow \infty$, используя формулы (4.7.2), (4.7.8) и учитывая соотношение (4.7.10), получаем следующий результат:

$$p_{\text{ост}} \approx p_{\text{н о}} \approx k p_{\text{сим I}} p_{\text{сим II}}. \quad (4.7.11)$$

Для прямого канала КРЛ вероятность искажения слова из k символов выражается приближенной формулой (4.6.20), в которой надо положить $p_{\text{сим}} = p_{\text{сим I}}$. Сравнение формул (4.6.20) и (4.7.11) показывает, что применение КРЛ с полной ретрансляцией позволяет существенно уменьшить вероятность ошибки, если обратный канал обладает достаточно высокой помехоустойчивостью ($p_{\text{сим II}} \ll 1$).

При ограниченной мощности бортового передатчика и невысоком энергетическом потенциале в обратном канале последнее условие может не выполняться. Тогда вместо полной ретрансляции применяют другие способы использования обратного канала, причем скорость передачи информации по обратному каналу выбирается меньшей по сравнению с прямым каналом КРЛ. Один из таких способов используется в КРЛ с решающей обратной связью. В этом случае по обратному каналу передаются функциональные сообщения типа «да-нет», каждое из которых содержит один бит информации. Уменьшение скорости передачи информации по обратному каналу позволяет повысить помехоустойчивость этого канала путем увеличения энергии передаваемых сигналов, что достигается за счет увеличения их длительности.

Повторение команды при использовании проверочной обратной связи эквивалентно введению дополнительной избыточной информации в сообщения, передаваемые по прямому каналу КРЛ. Количество такой избыточной информации изменяется в зависимости от результатов прохождения отдельных команд. При благоприятных условиях приема в прямом и обратном каналах искажения команд возникают сравнитель-

но редко, и, следовательно, среднее число повторных передач получается сравнительно небольшим. Если отношение сигнал/шум на входе приемника уменьшается, то количество повторений автоматически увеличивается. Таким образом, при изменении мощности принятого сигнала или мощности помех автоматически регулируется средняя скорость передачи команд. Следовательно, КРЛ с обратной связью обладают адаптивными свойствами по отношению к изменениям условий передачи команд.

Подобным свойством не обладают радиолинии, в которых на каждую передаваемую команду приходится неизменный объем избыточной информации, используемый для повышения достоверности приема команд (например, в некоторых КРЛ каждая команда повторяется определенное число раз). По сравнению с такими радиолиниями КРЛ с обратной связью обладают более широкими возможностями и обеспечивают, при прочих равных условиях, более высокую среднюю скорость передачи команд за счет уменьшения среднего объема вводимой избыточной информации.

§ 4.8. ЦИФРОВЫЕ КОМАНДНЫЕ РАДИОЛИНИИ

1. Цифровые КРЛ управления снарядами

В цифровых КРЛ управления снарядами находят применение двоичные коды ($m = 2$) и коды с основанием $m = N$, где N — число дискретных значений передаваемой команды. При формировании кодовых слов используются как импульсные, так и гармонические поднесущие колебания. В цифровых КРЛ с импульсными поднесущими колебаниями применяется временное и структурно-временное уплотнение каналов. В цифровых КРЛ с гармоническими поднесущими колебаниями применяется как временное, так и частотное уплотнение каналов. Для таких радиолиний целесообразным является также применение комбинационного уплотнения и разделения каналов.

Рассмотрим структуру сигналов в цифровых КРЛ систем управления снарядами, в которых используются импульсные поднесущие колебания. При бинарном кодировании команд находят применение сигналы и соответственно радиолинии КИМ-ЧМн, КИМ-ФМн, КИМ (ИВС)-АМн. В таких радиолиниях применяется временное разделение каналов, а в радиолинии КИМ(ИВС)-АМ и структурно-временное. При построении командных сигналов на основе использования многоосновного кодирования часто применяются сигналы и соответственно радиолинии ВИМ_д-АМ и ВИМ_д(ИВС)-АМ (рис. 4.3, г, д). В радиолиниях с такими сигналами рабочий сигнал при передаче количественных команд может занимать конечное число фиксированных положений в пределах всего интервала между тактовыми сигналами. В многоканальной радиолинии эти положения разделяются свободными временными интервалами, которые используются для передачи рабочих сигналов других каналов. Разделение рабочих сигналов различных каналов в приемном тракте в случае ВИМ_д-АМн выполняется с помощью последовательностей стробирующих импульсов (временное

разделение). Применение сигналов с модуляцией ВИМ_д (ИВС)-АМн позволяет осуществлять структурно-временное разделение каналов КРЛ, при котором надобность в стробирующих импульсах отпадает.

Использование в качестве тактовых и рабочих командных посылок импульсно-временных сигналов обеспечивает также повышение помехоустойчивости КРЛ в отношении образования ложных команд при воздействии организованных помех.

В цифровых КРЛ систем управления снарядами находят, в частности, применение сигналы КИМ-ЧМ_д-АМ (рис. 4.3, б), основанные на использовании двоичного кодирования и гармонических поднесущих колебаний. В такой радиолинии отдельным позициям бинарного кода команды соответствуют поднесущие колебания с разными частотами. Эти позиции во времени могут передаваться как последовательно, так и одновременно. В последнем случае командное слово будет соответствовать параллельному двоичному коду, а коэффициент глубины амплитудной модуляции несущего колебания каждым из поднесущих колебаний должен удовлетворять условию

$$m_{\text{АМ}} \leq \frac{1}{n}, \quad (4.8.1)$$

где n — значность кодового слова.

Если условие (4.8.1) не выполняется, то в КРЛ значительно возрастают нелинейные искажения, которые могут быть причиной неправильной регистрации принятой команды.

Для улучшения энергетического режима в радиолинии желательно применять последовательную передачу позиций командного слова. Тогда коэффициент глубины амплитудной модуляции несущего колебания, создаваемой каждым из поднесущих колебаний, выбирается близким к единице.

Аналогичные причины обуславливают целесообразность использования в радиолинии КИМ-ЧМ_д-АМ временного, а не частотного уплотнения каналов. Следует отметить, что в случае необходимости рассматриваемая радиолиния может быть преобразована в радиолинию со структурным уплотнением каналов, для чего достаточно отдельные символы кодового слова представить, например, составными частотно-временными сигналами.

В качестве примера возможного варианта осуществления радиолинии КИМ-ЧМ_д-АМ (без использования в командных словах составных сигналов) рассмотрим передачу количественных цифровых команд через один из каналов такой радиолинии. Функциональная схема приемного тракта подобного канала приведена на рис. 4.14. В этом канале передача команд осуществляется избыточным последовательным двоичным кодом значности $n = 3$. Временные диаграммы, поясняющие работу этой схемы, показаны на рис. 4.15. В рассматриваемой радиолинии применяется непрерывный режим излучения радиосигналов. В приемном тракте производится амплитудное детектирование несущего колебания. На выходе детектора восстанавливаются импульсы поднесущих колебаний, которые входят в состав командной посылки (рис. 4.15, а). В начале этой посылки передается синхрони-

зирующий сигнал, с помощью которого осуществляется стробирование командного слова в приемнике. Для повышения помехозащищенности КРЛ в качестве синхронизирующего сигнала целесообразно применять, например, последовательный многочастотный составной сигнал. На рис. 4.15, а показан синхронизирующий сигнал длительностью T_{cc} ,

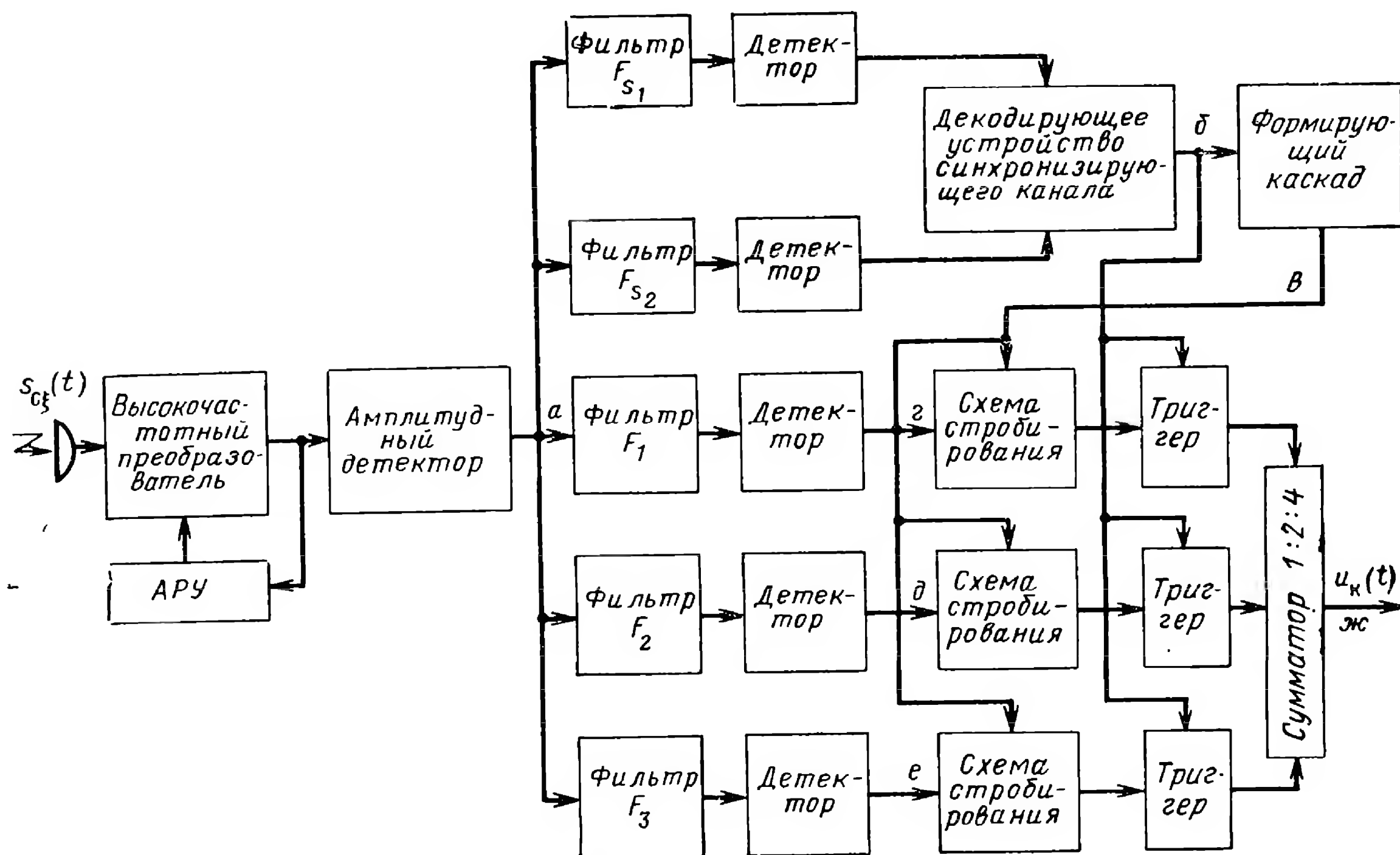


Рис. 4.14. Функциональная схема приемного тракта радиоканала КИМ-ЧМ_д-АМ.

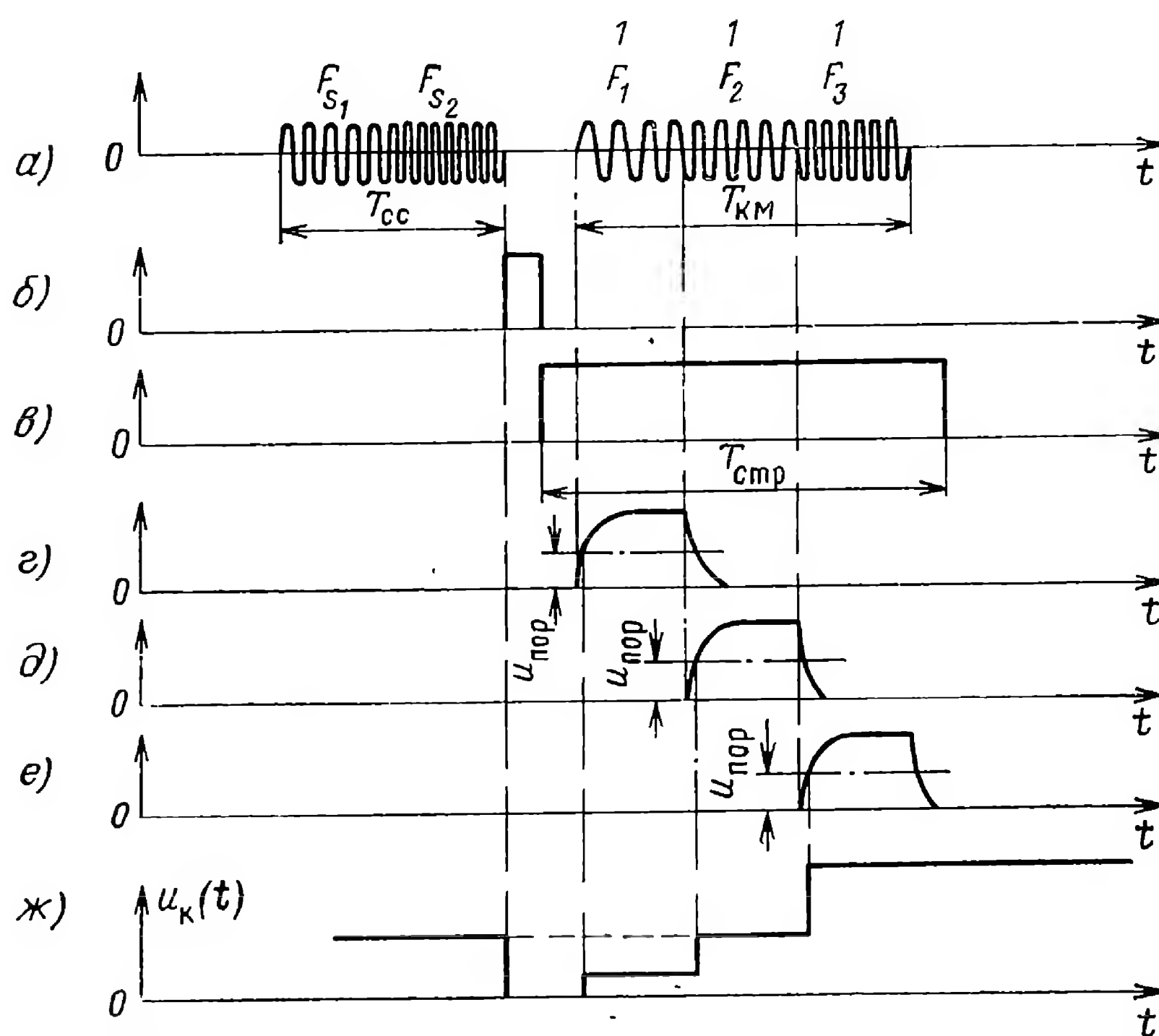


Рис. 4.15. Временные диаграммы сигналов в приемном тракте радиоканала КИМ-ЧМ_д-АМ.

который состоит из двух элементарных сигналов с разными частотами (F_{s_1} и F_{s_2}). Эти сигналы выделяются разделительными фильтрами, детектируются и поступают на декодирующее устройство синхронизирующего канала. Выходные сигналы этого устройства (рис. 4.15, б) запускают формирующий каскад, который вырабатывает импульсы (рис. 4.15, в), предназначенные для стробирования командного слова. При передаче символов «1» отдельные позиции командного слова представлены поднесущими колебаниями с частотами F_1, F_2, F_3 (рис. 4.15, а). При передаче символов «0» в составе командного слова поднесущие колебания отсутствуют. В приемном тракте колебания с частотами F_1, F_2, F_3 выделяются полосовыми фильтрами, детектируются и поступают на схемы стробирования (схемы совпадения).

Сигналы, которые образуются на выходе детекторов (рис. 4.15, г, д, е), сравниваются с определенным порогом, что позволяет регистрировать прием символа «1» или «0» на каждой позиции командного слова. Принятые символы можно рассматривать как слово, соответствующее параллельному двоичному коду. Регистрация этого кода производится только при наличии стробирующего импульса (рис. 4.15, в), который одновременно подается на все схемы совпадений. Длительность такого импульса $T_{стр}$ несколько превышает длительность командного слова. Для повышения помехоустойчивости КРЛ можно применять раздельное стробирование каждой позиции командного слова с использованием более узких стробирующих импульсов.

На выходе приемного тракта осуществляется преобразование двоичный код — напряжение (т. е. преобразование цифра — аналог). Параллельный двоичный код, который соответствует значению принятой команды, поступает на регистр преобразователя. Этот регистр состоит из n триггеров (в рассматриваемой схеме $n = 3$). С помощью импульсов, которые вырабатываются декодирующим устройством синхронизирующего сигнала, производится предварительная установка триггеров регистра в исходное («нулевое») состояние. По окончании командного слова состояние триггеров регистра отображает значения отдельных позиций командного слова. Выходные сигналы этих триггеров суммируются с весом, зависящим от порядкового номера соответствующей позиции. При $n = 3$ можно использовать сумматор на сопротивлениях, величины которых подобраны согласно отношению $R_1 : R_2 : R_3 = 1:2:4$. На выходе сумматора формируется командный сигнал $u_k(t)$ (рис. 4.15, ж). Время формирования этого сигнала определяется длительностью командного слова $T_{км}$.

2. Цифровые КРЛ систем управления космическими аппаратами

Рассмотрим особенности построения цифровых КРЛ, которые используются при корректирующем управлении космическими аппаратами. В таких КРЛ находят применение бинарные ($m = 2$) и многоосновные однопозиционные ($m = N$) коды; результирующий сигнал КРЛ имеет две или три ступени модуляции.

Для цифровых КРЛ комплексов ближнего космоса возможно использование сравнительно простых форм сигнала и методов приема

[47]. Однако, как отмечалось в § 4.3, к таким КРЛ могут предъявляться достаточно высокие требования в отношении помехозащищенности при наличии радиопротиводействия со стороны противника. В этом случае может оказаться необходимым усложнить структуру сигнала КРЛ и его обработку в приемнике. Одним из путей повышения помехозащищенности цифровых КРЛ комплексом ближнего космоса является использование широкополосных сигналов с базой $B_c \gg 1$, корректирующих кодов и проверочной обратной связи. Указанные способы могут применяться в различных сочетаниях.

В связи с большой дальностью действия и малыми энергетическими потенциалами цифровых КРЛ дальнего космоса существенными становятся вопросы оптимизации сигнала и схем приемного тракта.

Рассмотрим в качестве примера один из вариантов совмещенной командно-измерительной радиолинии, которая используется при корректирующем управлении КА дальнего космоса [46]. В состав этой радиолинии входит специальный канал передачи синхронизирующих сигналов, которые одновременно выполняют роль запросных сигналов системы измерения дальности до КА. Такие сигналы формируются на основе использования псевдослучайной двоичной последовательности (ПС-кода). В радиолинии осуществляется частотное уплотнение синхронизирующих и командных сигналов с использованием двух когерентных между собой поднесущих колебаний. Одно из этих колебаний является гармоническим, второе колебание имеет прямоугольную форму. Для передачи команд используются радиосигналы с трехступенчатой модуляцией КИМ-ФМн-ФМ.

Функциональная схема передающего тракта рассматриваемой радиолинии и временные диаграммы, поясняющие принцип его работы, приведены соответственно на рис. 4.16 и 4.17. Команды, сформированные в ЭЦВМ пункта управления, поступают на кодирующее устройство КРЛ, в котором осуществляется преобразование этих команд в отдельные кодовые слова. Каждое такое слово соответствует последовательному двоичному коду и в общем случае может состоять из информационной и адресной частей. Адресные части предназначены для разделения отдельных команд в приемном тракте.

На выходе кодирующего устройства образуются видеосигналы с кодово-импульсной модуляцией $u_{\text{ким}}(t)$. Этими сигналами осуществляется фазовая манипуляция на угол π гармонического поднесущего колебания с частотой $4F_{\text{т}}$, которое вырабатывается задающим генератором.

На выходе фазового модулятора формируется командный сигнал $u_{\text{кд}}(t)$ с модуляцией КИМ-ФМн. Сигнал $u_{\text{кд}}(t)$ складывается в сумматоре с синхронизирующим сигналом $u_{\text{с с}}(t)$, образуя модулирующий сигнал $u_{\text{м}}(t)$. Несущее колебание модулируется по фазе сигналом $u_{\text{м}}(t)$. Результирующий сигнал радиолинии КИМ-ФМн-ФМ можно записать в виде

$$s_{\sim}(t) = U_{\text{н}} \sin [2\pi f_{\text{н}} t + \kappa_{\text{ф м}} u_{\text{м}}(t)], \quad (4.8.2)$$

где $f_{\text{н}}$ — частота несущего колебания; $\kappa_{\text{ф м}}$ — коэффициент передачи фазового модулятора.

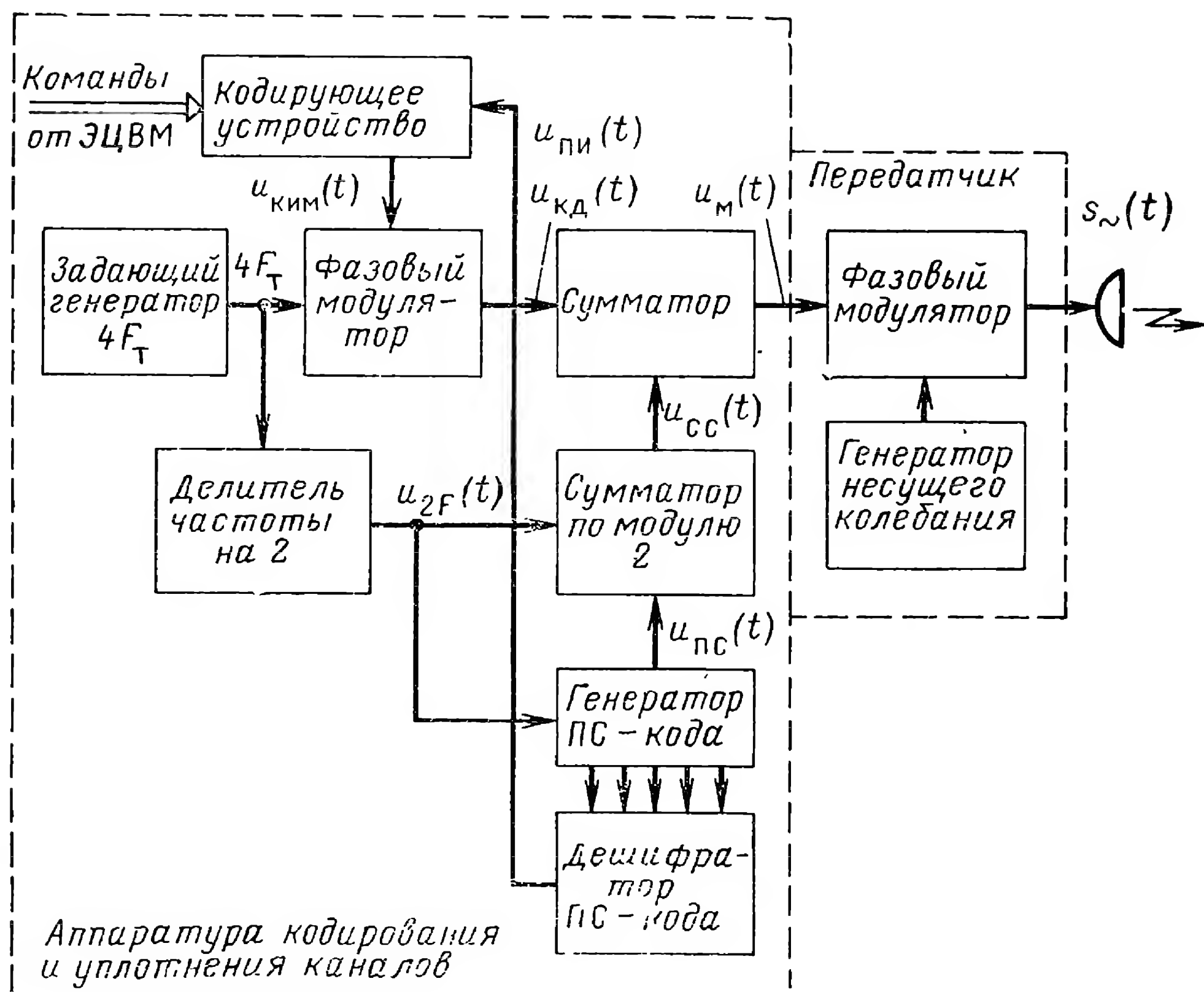


Рис. 4.16. Функциональная схема передающего тракта радиолнии КИМ-ФМн-ФМ.

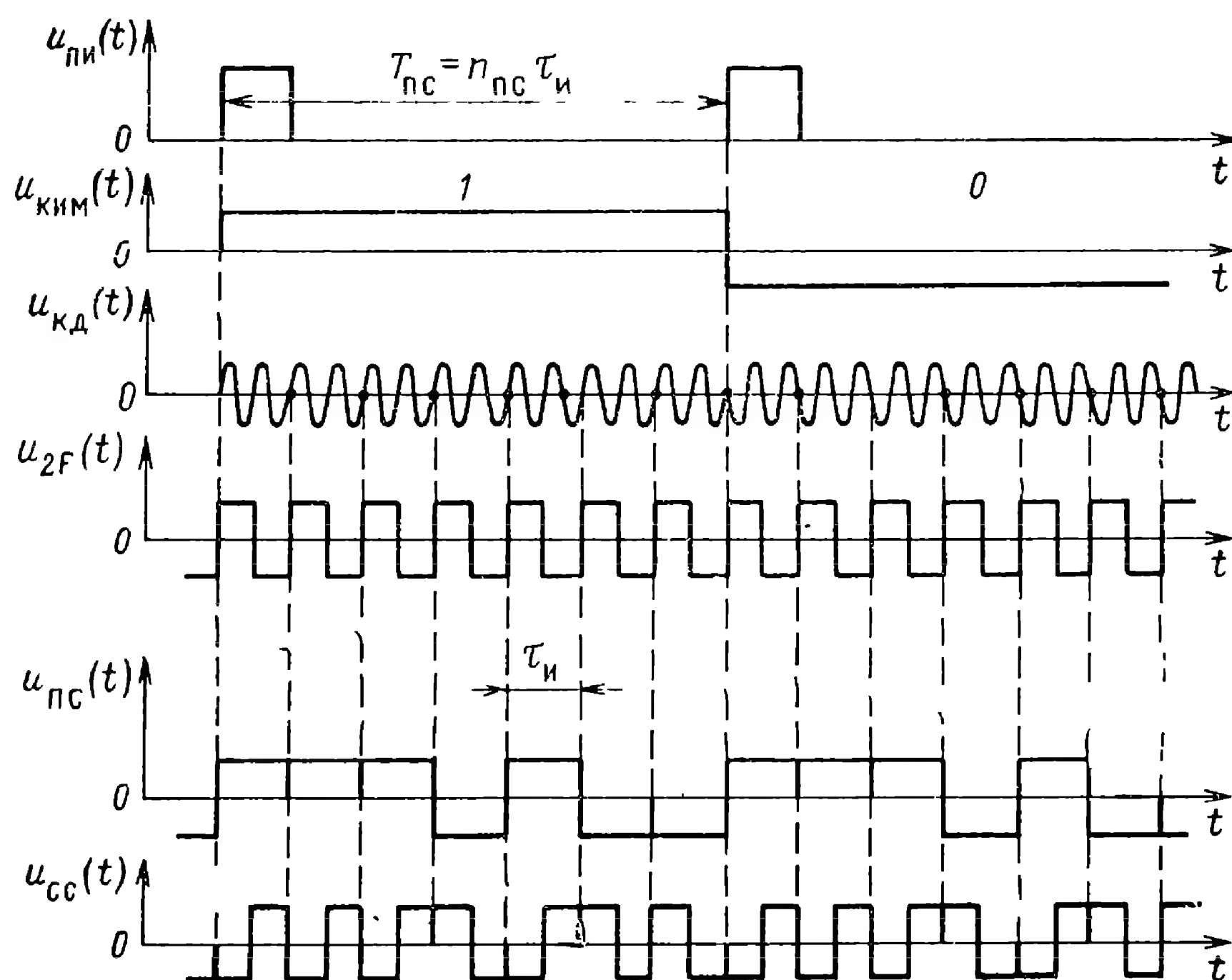


Рис. 4.17. Формирование информационного командного $u_{кд}(t)$ и синхронизирующего $u_{сс}(t)$ сигналов.

Значение индекса фазовой модуляции $m_{\phi м} = \kappa_{\phi м} U_{м 0}$ ($U_{м 0}$ — амплитуда сигнала $u_{м}(t)$) выбирается с таким расчетом, чтобы в спектре излучаемого сигнала сохранялась составляющая на частоте несущего колебания. Эта составляющая используется для работы системы фазовой автоподстройки (ФАП) в приемнике, которая выделяет опорное напряжение, необходимое для демодуляции принимаемого радиосигнала.

При формировании синхронизирующего сигнала $u_{с с}(t)$ используется генератор ПС-кода, который вырабатывает периодическую последовательность (гл. 2). На генератор ПС-кода подаются тактовые импульсы с периодом повторения $\tau_{и} = 1/2F_{т}$, которые получают в результате деления частоты колебания задающего генератора. Период последовательности $T_{пс}$ и длительность элементарного импульса $\tau_{и}$ связаны между собой соотношением $T_{пс} = n_{пс} \tau_{и}$, где $n_{пс}$ — длина периода последовательности. Значения параметров $T_{пс}$ и $\tau_{и}$ выбирают с учетом обеспечения требуемой точности и однозначности измерения дальности до КА (см. гл. 2). На рис. 4.17 приведена последовательность $u_{пс}(t)$ с длиной периода $n_{пс} = 7$.

Генератор ПС-кода представляет собой сдвигающий регистр с цепями обратной связи (см. рис. 2.34). В процессе формирования одного периода последовательности регистр генератора ПС-кода последовательно проходит через все возможные состояния, за исключением состояния, которому соответствует комбинация из одних символов «0». Каждый каскад регистра подключен к схеме совпадений дешифратора ПС-кода. На выходе этой схемы образуется последовательность импульсов $u_{п и}(t)$ с периодом повторения $T_{пс}$, которые обеспечивают отсчет временных интервалов при измерении дальности до КА. Длительность отдельных символов командного слова выбрана равной периоду последовательности. Это позволяет использовать импульсы $u_{п и}(t)$ и для синхронизации символов командных слов, поскольку временное положение этих импульсов согласовано с периодической последовательностью синхронизирующих сигналов $u_{с с}(t)$, которые передаются по радиолинии.

В качестве синхронизирующего сигнала $u_{с с}(t)$ используется поднесущее колебание прямоугольной формы, манипулированное по фазе двоичными символами ПС-кода. В рассматриваемой радиолинии такой сигнал образуется в результате инверсной манипуляции ($\phi_{м} = 0; \pi$) символами ПС-кода поднесущего колебания прямоугольной формы $u_{2F}(t)$ с частотой $2F_{т}$. Поскольку исходные сигналы являются двоичными и имеют прямоугольную форму, то фазовый модулятор заменяется сумматором по модулю два, который выполняется на элементах дискретной техники. На выходе этого сумматора формируется широкополосный синхронизирующий сигнал $u_{с с}(t)$. Энергетический спектр этого сигнала $G_{с с}(f)$ приведен на рис. 4.18. Частота гармонического колебания (равная $4F_{т}$), используемого для передачи команд, совпадает с «нулем» спектра сигнала $G_{с с}(f)$. Тем самым обеспечивается малый уровень взаимных помех при частотном разделении синхронизирующих и командных сигналов в приемнике.

Функциональная схема приемного тракта радиолинии приведена на рис. 4.19. Демодуляция несущего колебания производится в син-

хронном детекторе, опорное напряжение $u_{оп}(t)$ для которого выделяется с помощью системы ФАП и соответствует спектральной составляющей принимаемого сигнала на частоте несущего колебания. На выходе синхронного детектора получается демодулированный сигнал $u_{д}(t)$, который отличается от модулирующего сигнала $u_{м}(t)$ из-за воздействия помех (в частности, вследствие воздействия аддитивной помехи $n(t)$).

В приемном тракте производится близкая к оптимальной обработка отдельных символов командного слова, которая обеспечивается использованием соответствующих опорных сигналов. Эти сигналы вы-

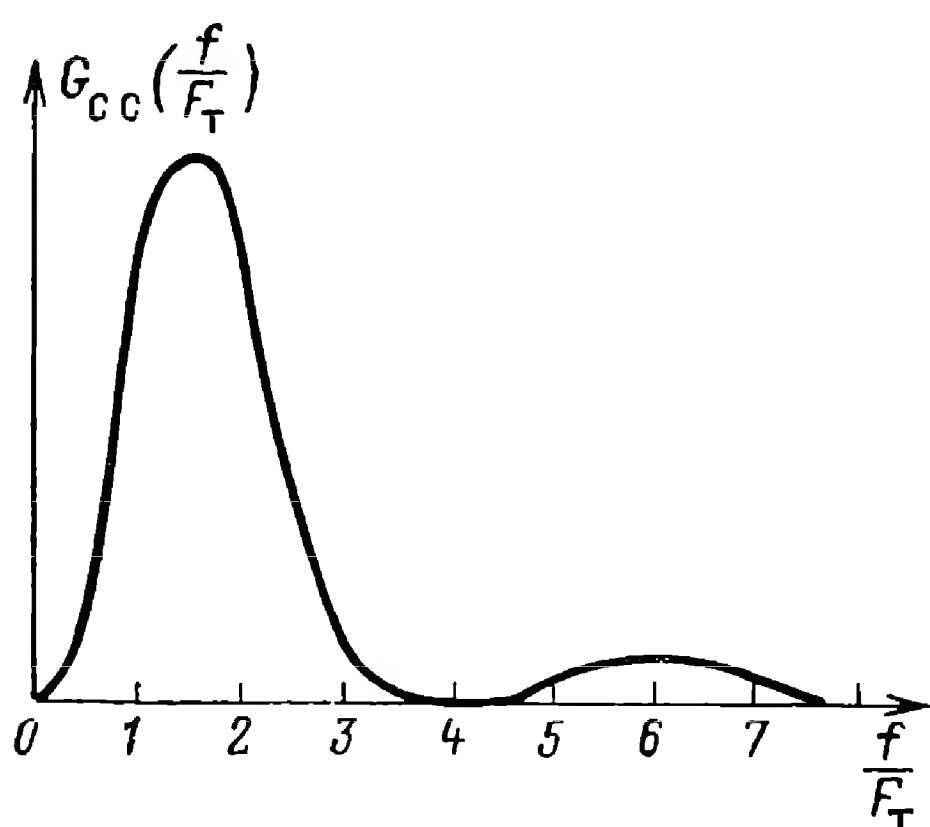


Рис. 4.18. Огибающая спектра мощности синхронизирующих сигналов.

рабатываются устройствами, входящими в состав системы синхронизации приемника, которая в рассматриваемой схеме является инерционной.

Рассмотрим последовательность операций, выполняемых при выделении и регистрации отдельных символов командного слова.

Для выделения командного слова $u_{кд}(t)$ к выходу синхронного детектора несущего колебания подключен полосовой ограничитель, настроенный на частоту $4F_T$. Сигнал, выделенный ограничителем, поступает на синхронный детектор поднесущего колебания. В качестве

опорного напряжения на этот детектор подаются колебания управляемого генератора, который подстраивается принимаемыми синхронизирующими сигналами. На выходе детектора поднесущего колебания восстанавливаются биполярные видеоимпульсы с кодово-импульсной модуляцией, искаженные шумовой помехой. Эти импульсы соответствуют двоичным символам «1» и «0» командного слова. Выходные сигналы детектора поднесущего колебания интегрируются в течение длительности элементарных символов $\tau_э = T_{пс}$.

В конце каждого принятого символа решающее устройство определяет полярность выходного напряжения интегратора, в соответствии с которой осуществляется регистрация символов «1» или «0». Затем с помощью сигналов по элементной синхронизации производится быстрый разряд интегратора и начинается обработка очередного принятого символа.

Система инерционной синхронизации в приемном тракте обеспечивает согласование во времени принимаемых и опорных сигналов. В состав этой системы входит генератор ПС-кода, идентичный генератору, который имеется в передающем тракте радиолинии. На генератор ПС-кода поступают тактовые импульсы, которые формируются путем деления на два частоты колебаний управляемого генератора $4F_T$. В системе инерционной синхронизации вырабатывается управляющее напряжение $u_y(\tau)$, предназначенное для автоматической подстройки час-

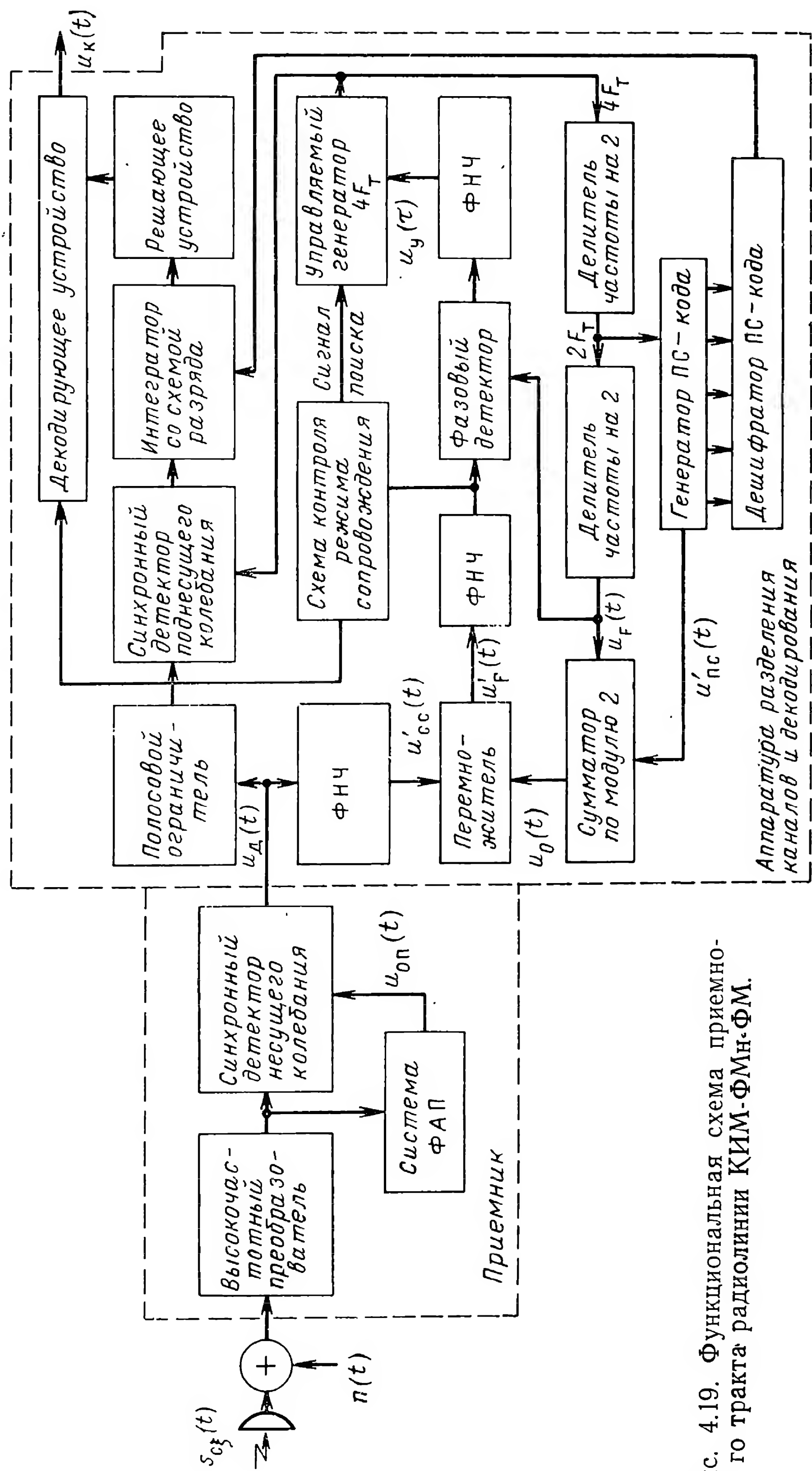


Рис. 4.19. Функциональная схема приемного тракта радиолинии КИМ-ФМн-ФМ.

тоты колебаний этого генератора. Способ формирования напряжения $u_y(\tau)$ показан на рис. 4.20. Система синхронизации отличается от простейшей схемы слежения за задержкой ПС-кода (см. гл. 2), поскольку сигнал $u_{с\ c}(t)$ имеет более сложную структуру.

Для выделения синхронизирующего сигнала $u_{с\ c}(t)$ к выходу детектора несущего колебания подключен фильтр нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания порядка $4F_T$. Выделенный сигнал $u'_{с\ c}(t)$ перемножается с опорным сигналом, в качестве которого удобно использовать сигнал $u_0(t)$, полученный суммированием по модулю два двоичных символов ПС-кода $u'_{пс}(t)$ и колебания прямоугольной

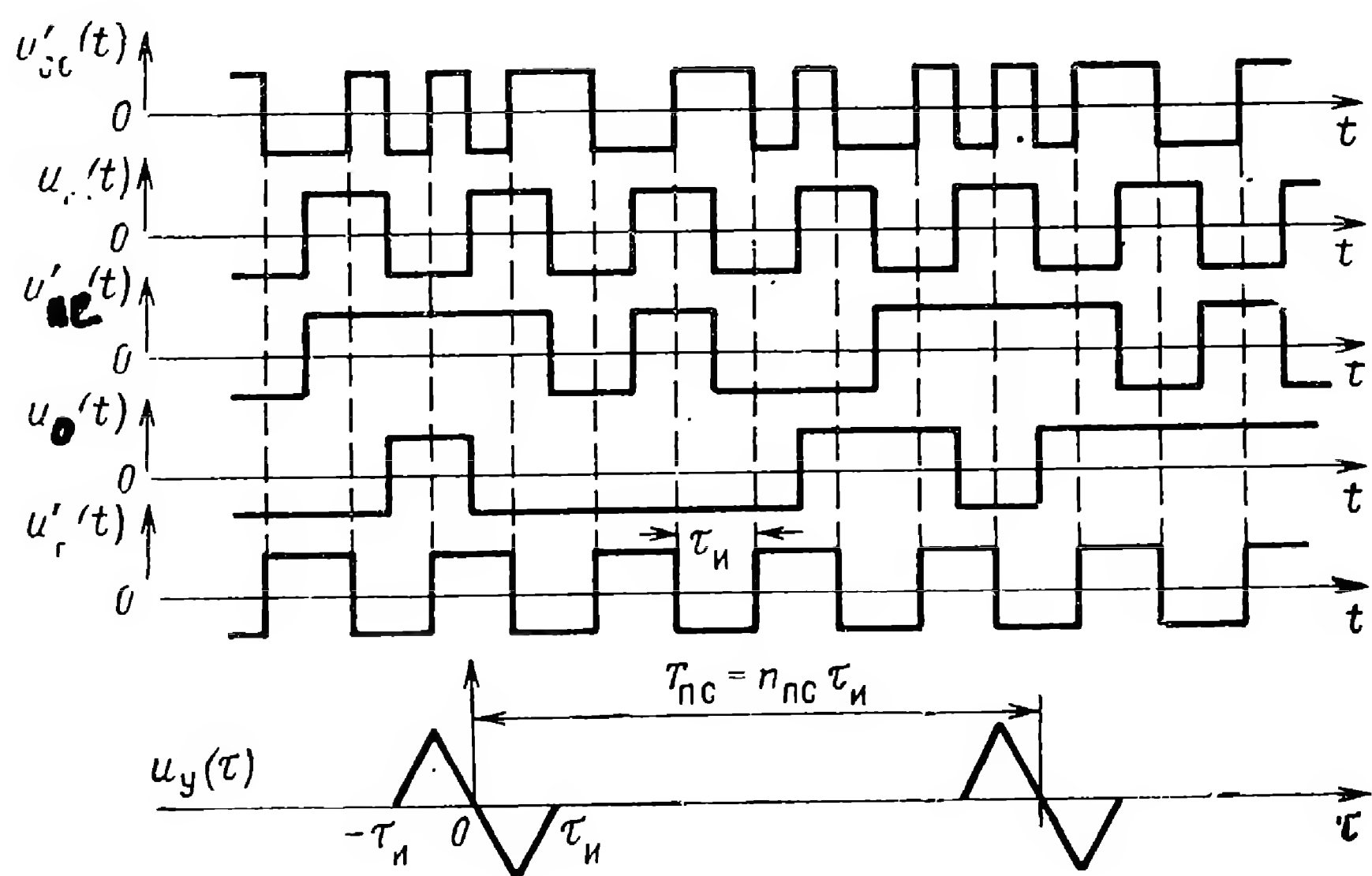


Рис. 4.20. Формирование управляющего напряжения $u_y(\tau)$.

формы $u_F(t)$ с частотой $F_T = 1/2\tau_n$. Указанное колебание формируется в результате деления на четыре частоты колебаний управляемого генератора $4F_T$.

При наличии точной синхронизации между принятым сигналом $u_{с\ c}(t)$ и опорной последовательностью на выходе перемножителя образуется колебание прямоугольной формы $u'_F(t)$ с частотой F_T . Это колебание сдвинуто по фазе на угол $\pi/2$ относительно аналогичного колебания, которое используется при формировании опорного сигнала, поступающего на перемножитель. Появление небольшого временного рассогласования τ между принятым и опорным сигналами приводит к изменению формы колебания на выходе перемножителя. Это колебание проходит через ФНЧ с полосой пропускания, несколько превышающей значение F_T , и поступает на фазовый детектор системы фазовой автоподстройки частоты колебаний управляемого генератора. Зависимость напряжения $u_y(\tau)$ на выходе фазового детектора от временного рассогласования τ между принятым сигналом $u_{с\ c}(t)$ и опорной последовательностью имеет вид дискриминационной характеристики, которую можно аппроксимировать кусочно-линейной функцией (рис. 4.20). Поскольку при $\tau \geq \tau_n$ напряжение $u_y(\tau)$ не вырабатывается, режим автоматического сопровождения принимаемых

сигналов возможен в пределах временных рассогласований, которые не превышают ширины дискриминационной характеристики.

В начале сеанса связи возможна произвольная величина рассогласования τ , поэтому необходимо принимать специальные меры для установления режима сопровождения принимаемых сигналов. С этой целью вводится режим «поиска» указанных сигналов. Простейший способ «поиска» сигнала $u_{с\ c}(t)$ основан на принудительном изменении частоты управляемого генератора относительно ее номинального значения на сравнительно небольшую величину ΔF_T . В этом случае опорный сигнал начинает «скользить» относительно принятого сигнала $u_{с\ c}(t)$ со скоростью, пропорциональной величине частотной расстройки ΔF_T . Через некоторое время вблизи одной из точек достигается состояние устойчивого равновесия системы. Для автоматического вхождения в синхронизм необходимо, чтобы скорость взаимного «скольжения» двух сигналов была небольшой по сравнению с полосой пропускания замкнутой системы синхронизации. В режиме «поиска» на управляемый генератор подается специальный сигнал, под действием которого частота генератора изменяется на фиксированную величину ΔF_T .

Прием команд осуществляется только при наличии режима сопровождения сигналов синхронизации. В режиме «поиска» декодирующее устройство запирается; тем самым уменьшается вероятность образования ложных команд под действием помех. Для индикации режима сопровождения используется схема, которая контролирует наличие сигнала с частотой F_T на выходе перемножителя. С помощью этой схемы вырабатываются сигналы включения и выключения поиска, которые поступают на управляемый генератор (рис. 4.19).

В рассмотренной радиолинии суммарная мощность излучаемого сигнала распределяется между командными и синхронизирующими сигналами. Более совершенными представляются полностью совмещенные командно-измерительные радиолинии, в которых вся мощность сигнала одновременно используется для передачи команд, синхронизации и выполнения траекторных измерений.

§ 4.9. АНАЛОГОВЫЕ МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ КОМАНД. АНАЛОГОВЫЕ КРЛ

1. Вводные замечания

В аналоговых КРЛ передача команд осуществляется путем плавного изменения определенных параметров радиосигнала. Широкое применение находит метод передачи, при котором значение аналоговой команды преобразуется в соотношение временных интервалов T_1 и T_2 , составляющих период манипуляции $T_{\text{мн}} = T_1 + T_2$ [11, 15]. В таких КРЛ командным сообщением сначала модулируется импульсное поднесущее колебание (первая ступень модуляции сигнала). На рис. 4.21 изображены временные диаграммы поднесущего колебания с использованием широтно-импульсной (ШИМ) и время-импульсной (ВИМ) модуляции сигнала. В первом случае значения временных интервалов T_1 и T_2 представлены длительностью соответствующих импульсов. При

ВИМ с помощью тактовых импульсов (ТИ) и рабочих импульсов (РИ) передаются границы временных интервалов T_1 и T_2 . Для каждого из указанных методов модуляции коэффициент команды χ_k определяется формулой

$$\chi_k = \frac{T_1 - T_2}{T_{\text{МН}}}. \quad (4.9.1)$$

При передаче нулевого значения команды ($\chi_k = 0$) имеем $T_1 = T_2 = T_{\text{МН}}/2$. Представление команды соотношением временных интервалов позволяет реализовать в КРЛ малую величину аппаратных ошибок, поскольку при изменении мощности принятого сигнала или амплитудных характеристик радиотракта величина χ_k

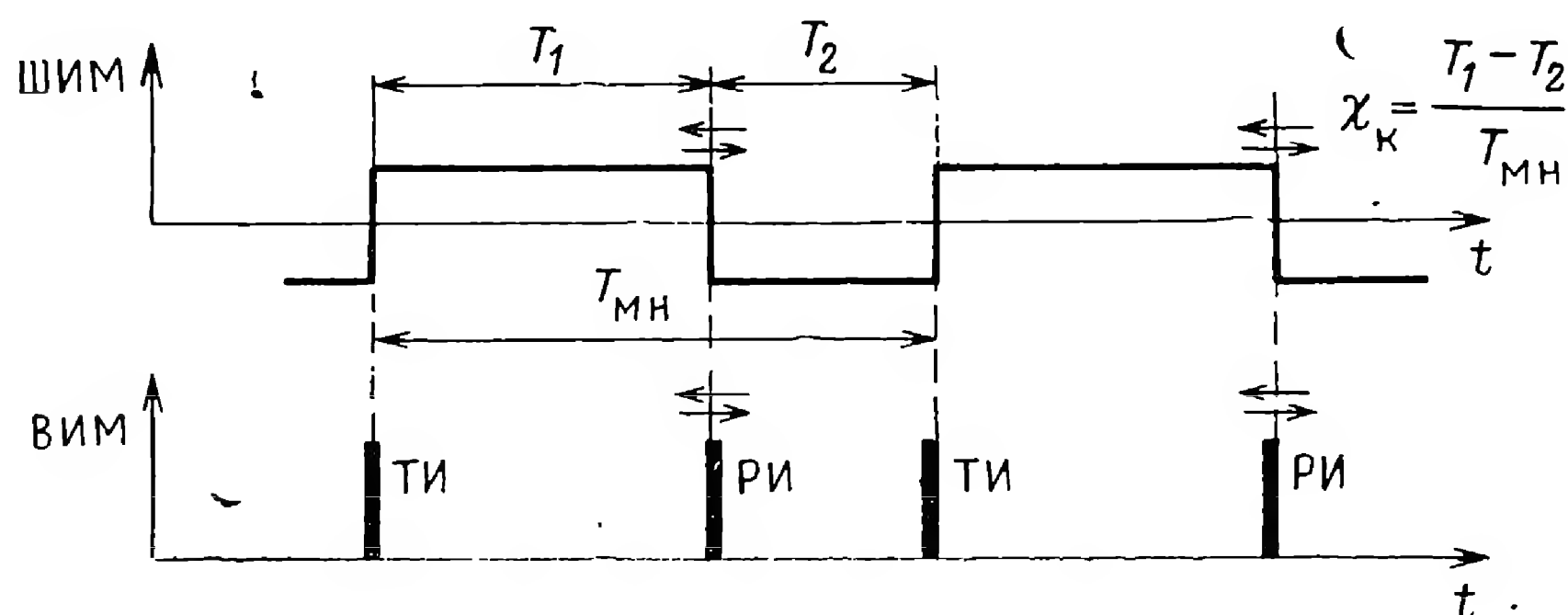


Рис. 4.21. Представление аналоговой команды соотношением временных интервалов.

меняется незначительно. В частности, можно обеспечить достаточно высокую стабильность нулевого уровня напряжения на выходе командного радиоканала при $\chi_k = 0$, что имеет важное значение для работы контура управления. Аппаратурная реализация такой радиолинии получается сравнительно несложной.

На входе радиолинии выполняется преобразование напряжение-временной интервал. Принцип действия преобразователя (рис. 4.22) основан на сравнении командного сообщения $u_{kc}(t)$ с импульсами пилообразной формы $u_{пл}(t)$, которые вырабатываются генератором пилообразного напряжения. Этот генератор запускается тактовыми импульсами $u_{ти}(t)$ с периодом повторения $T_{\text{МН}}$. В моменты равенства сравниваемых напряжений осуществляется коммутация формирующего устройства, на выходе которого образуется сигнал с широтно-импульсной модуляцией $u_{шим}(t)$. В качестве формирующего устройства можно использовать, например, триггер. При фиксированной величине командного сообщения значения временных интервалов T_1 и T_2 определяются из уравнений

$$u_{\text{по}} + u_{kc} = 2T_1 \frac{u_{\text{по}}}{T_{\text{МН}}}, \quad (4.9.2a)$$

$$T_2 = T_{\text{МН}} - T_1, \quad (4.9.2б)$$

где $u_{\text{по}}$ — амплитуда пилообразных импульсов.

Решая уравнения (4.9.2), получаем

$$T_1 = \frac{T_{\text{МН}}}{2u_{\text{ПО}}} (u_{\text{ПО}} + u_{\text{КС}}), \quad (4.9.3a)$$

$$T_2 = \frac{T_{\text{МН}}}{2u_{\text{ПО}}} (u_{\text{ПО}} - u_{\text{КС}}). \quad (4.9.3б)$$

С помощью формул (4.9.1) и (4.9.3) выражение для коэффициента команды $\chi_{\text{К}}$ запишем в виде

$$\chi_{\text{К}} = \frac{u_{\text{КС}}}{u_{\text{ПО}}}. \quad (4.9.4)$$

Если командный сигнал, поступающий к получателю команды, должен представлять собой плавно меняющееся напряжение, то на

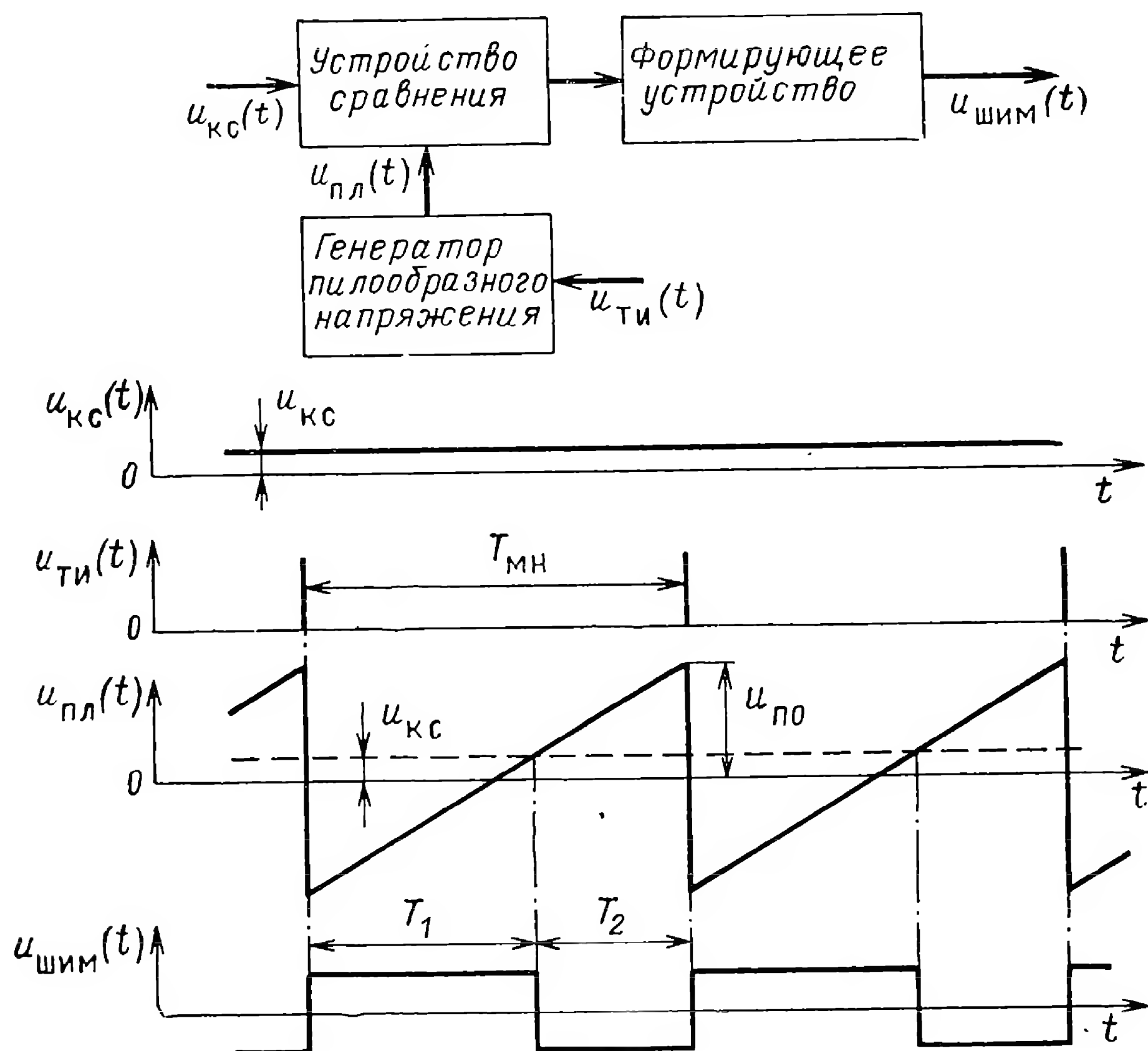


Рис. 4.22. Принцип работы преобразователя напряжение-временной интервал.

выходе приемного тракта осуществляется демодуляция сигналов, соответствующих временным интервалам T_1 и T_2 . При этом используется устройство, показанное на рис. 4.23. В результате обработки принятых сигналов формируется напряжение $u_{\text{ШИМ}}(t)$, которое соответствует сигналу с широтно-импульсной модуляцией. Фильтр нижних частот (ФНЧ) выделяет постоянную составляющую этого напряжения.

При фиксированном значении передаваемой команды установившееся напряжение на выходе фильтра определяется соотношением

$$u_k = \kappa_\phi U_{\text{макс}} \frac{T_1 - T_2}{T_{\text{мн}}} = \kappa_\phi U_{\text{макс}} \chi_k, \quad (4.9.5)$$

где κ_ϕ — коэффициент передачи фильтра; $U_{\text{макс}}$ — амплитуда напряжения $u_{\text{шим}}(t)$.

Из соотношений (4.3.2), (4.3.3) и (4.9.5) следует, что коэффициент передачи радиоканала, рассматриваемого как радиозвено системы управления, составляет величину

$$\kappa_{\text{рл}} = \kappa_{\text{прд}} \kappa_{\text{прм}} = \kappa_{\text{прд}} \kappa_\phi U_{\text{макс}}, \quad (4.9.6a)$$

где

$$\kappa_{\text{прм}} = \kappa_\phi U_{\text{макс}}, \quad \kappa_{\text{прд}} = \frac{1}{u_{\text{по}}}. \quad (4.9.6b)$$

Передаточная функция радиозвена выражается формулой (4.3.1), причем величина $\Phi_\phi(p)$ определяется фильтром, входящим в состав схемы рис. 4.23.

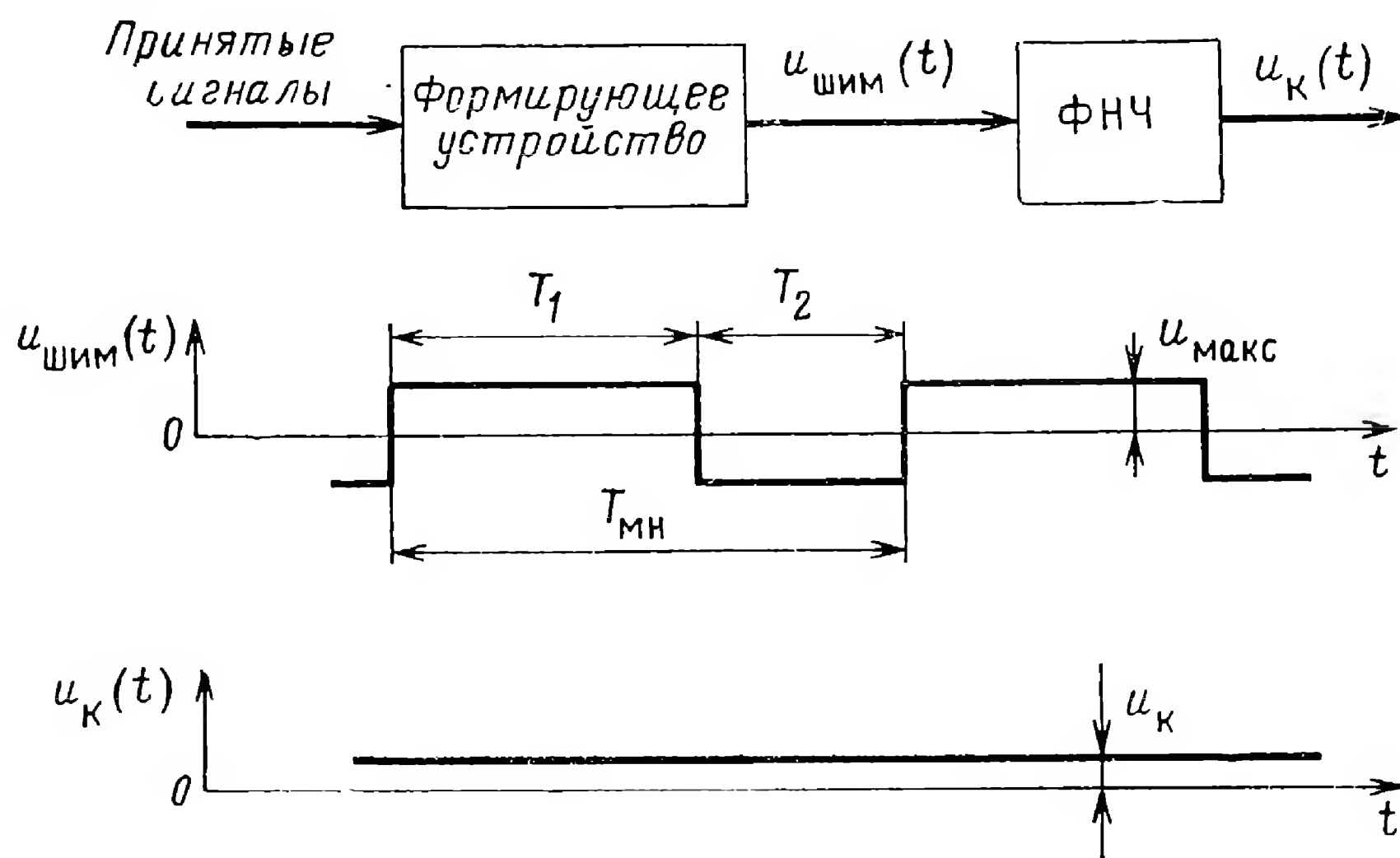


Рис. 4.23. Выделение командного сигнала при приеме команд, представленных соотношением временных интервалов.

Метод представления команд соотношением временных интервалов реализуется в различных типах КРЛ. Эти радиолинии отличаются между собой структурой сигнала и способом уплотнения и разделения каналов. Рассмотрим в качестве примера двухканальные аналоговые радиолинии, в которых используются сигналы с модуляцией ШИМ-ЧМн-АМ и ВИМ(ИВС)-АМ.

2. Радиолиния ШИМ-ЧМн-АМ

В аналоговой радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ применяется режим непрерывного излучения высокочастотного сигнала и частотное уплотнение каналов с использованием гармонических поднесущих колебаний. Функциональная схема передающего и приемного трактов такой

радиолинии приведена на рис. 4.24. Временные диаграммы, поясняющие процесс передачи команд по одному из каналов этой радиолинии, приведены на рис. 4.25.

Командное сообщение первого канала $u_{ксI}(t)$ поступает на преобразователь напряжение-временной интервал, на выходе которого образуется последовательность импульсов с широтно-импульсной модуляцией $u_{шимI}(t)$. С помощью этих импульсов осуществляется частотная манипуляция гармонического поднесущего колебания. Будем считать, что используются два независимых генератора поднесущих колебаний (с частотами F_{1I} и F_{2I}), которые поочередно коммутируются управляющими импульсами. В этом случае в моменты коммутации непрерывность фазы поднесущего колебания не сохраняется. На выходе коммутатора образуется сигнал $u_{мI}$ с модуляцией ШИМ-ЧМн. Аналогичные преобразования выполняются в другом канале передающего тракта. Сигналы $u_{мI}(t)$ и $u_{мII}(t)$, которые отличаются значениями частот поднесущих колебаний и коэффициентами команд $\chi_{кI}$ и $\chi_{кII}$, складываются в сумматоре. Суммарным сигналом $u_{м}(t) = u_{мI}(t) + u_{мII}(t)$ осуществляется амплитудная модуляция несущего колебания. Результирующий сигнал радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ получается в результате осуществления трех ступеней модуляции.

В приемном устройстве производится амплитудное детектирование несущего колебания. С выхода детектора сигнал $u_{д}(t)$ поступает на разделительные фильтры поднесущих колебаний.

В каждом канале приемного тракта имеются два разделительных фильтра и два амплитудных детектора огибающей, на выходе которых образуются видеоимпульсы $u_{1I}(t)$ и $u_{2I}(t)$ соответствующей длительности. Эти импульсы поступают на демодулятор ШИМ, основными элементами которого являются триггер и ФНЧ. На выходе триггера восстанавливается сигнал с широтно-импульсной модуляцией $u'_{шим}(t)$. Из-за ограниченной полосы пропускания разделительных фильтров запускаящие импульсы $u_{1I}(t)$ и $u_{2I}(t)$ имеют растянутые фронты. Поэтому моменты срабатывания триггера запаздывают относительно начала этих импульсов. Если схема приемного тракта является симметричной, такое запаздывание не отражается на соотношении между длительностью положительных и отрицательных импульсов триггера. В несимметричной схеме возникают искажения принятой команды, в том числе смещение нулевого уровня напряжения на выходе ФНЧ при $\chi_{к} = 0$. Для компенсации подобных искажений предусматривается балансирование демодулятора ШИМ.

На рис. 4.26 изображен амплитудный спектр модулирующего сигнала $G_{м}(f)$ и излучаемого сигнала $G_{с}(f)$ двухканальной радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ при непрерывной передаче постоянных команд $\chi_{кI} = 0$ и $\chi_{кII} > 0$ ($T_{1II} > T_{2II}$, причем для рис. 4.26 $T_{1II} = 3/4 T_{мн}$). В спектре модулирующего сигнала $G_{м}(f)$ имеются дискретные составляющие на частотах поднесущих колебаний первого и второго каналов (F_{1I} ; F_{2I} ; F_{1II} ; F_{2II}), а также дискретные составляющие с частотами

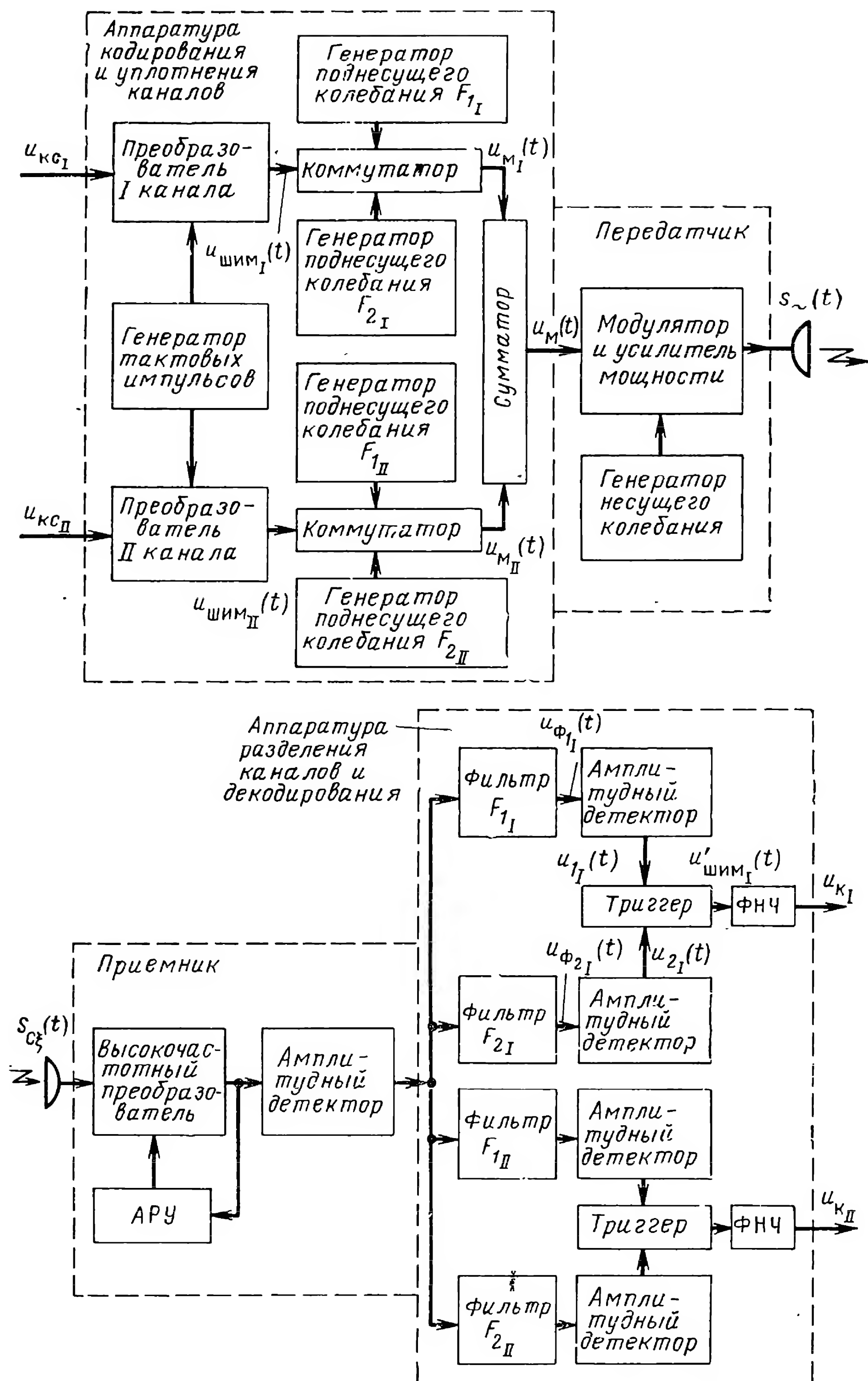


Рис. 4.24. Функциональная схема передающего и приемного трактов радиолинии ШИМ-ЧМН-АМ.

$F_{1I} \pm l/T_{MH}; F_{2II} \pm l/T_{MH}; F_{1II} \pm l/T_{MH}$ и $F_{2II} \pm l/T_{MH}$ ($l = 1, 2, \dots$). Огибающая дискретного спектра сигнала первого канала ($\chi_{KI} = 0$) определяется спектром одиночного импульса длительностью $T_{MH}/2$. Поскольку импульсы этого канала имеют одинаковую длительность ($T_{1I} = T_{2I} = T_{MH}/2$), спектральные составляющие сигнала $u_{MI}(t)$ с частотами F_{1I} и F_{2I} имеют одинаковые амплитуды. Ширина спектра

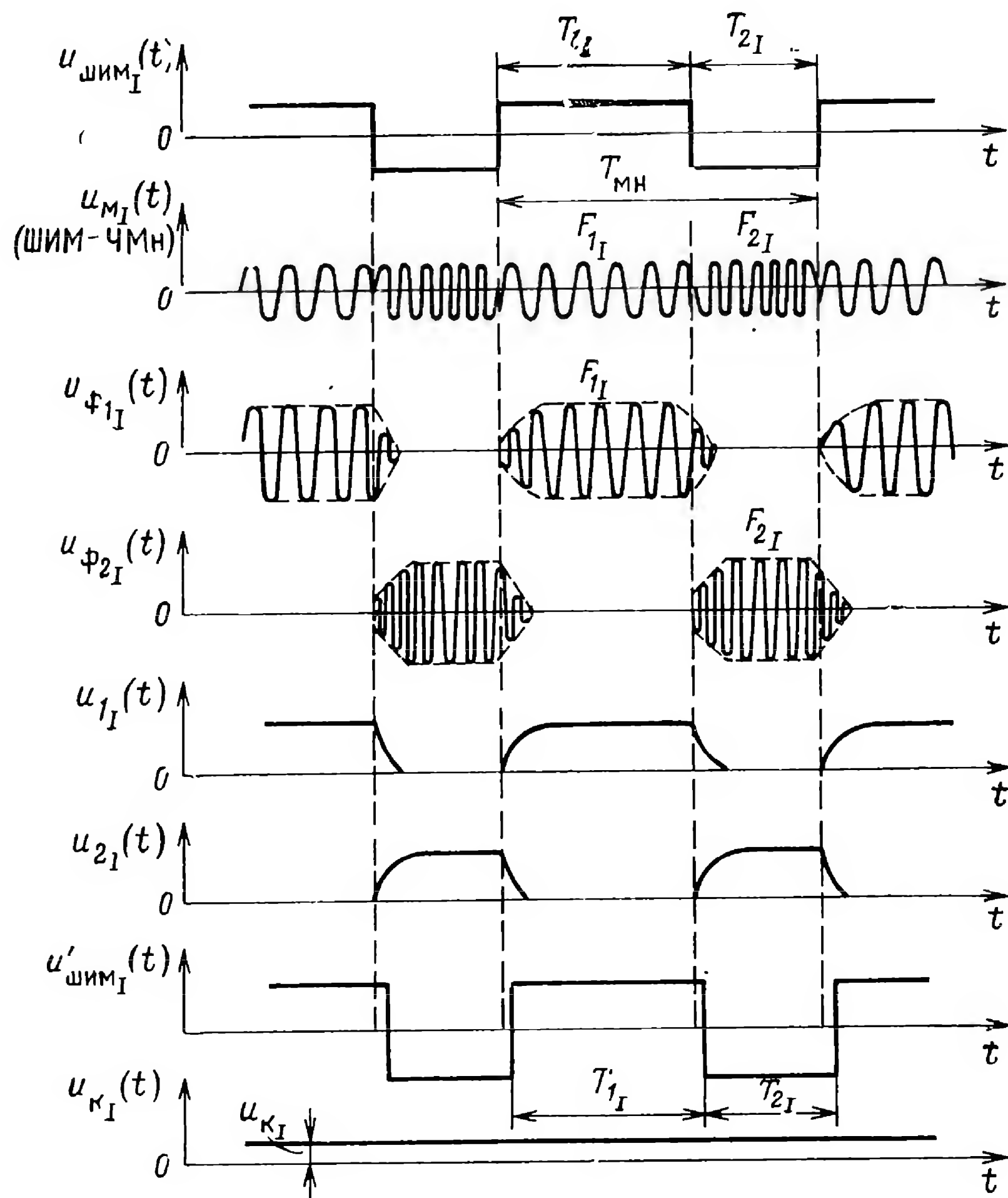


Рис. 4.25. Временные диаграммы сигналов для 1 канала радиолинии ШИМ-ЧМН-АМ.

поднесущих колебаний второго канала ($\chi_{KII} > 0$) определяется длительностью более короткого импульса T_{2II} ($T_{2II} < T_{MH}/2$). Импульсы большей длительности обладают большей энергией, поэтому амплитуда колебания с частотой F_{1II} в спектре сигнала $u_M(t)$ превышает амплитуду колебания с частотой F_{2II} . Излучаемый сигнал радиолинии имеет спектр $G_s(f)$, который соответствует амплитудной модуляции несущего колебания сигналом $u_M(t)$. Спектр излучаемого сигнала содержит две симметричные боковые полосы и центральную составляющую на частоте несущего колебания f_H .

Рассмотрим методику выбора основных параметров радиолинии ШИМ-ЧМН-АМ.

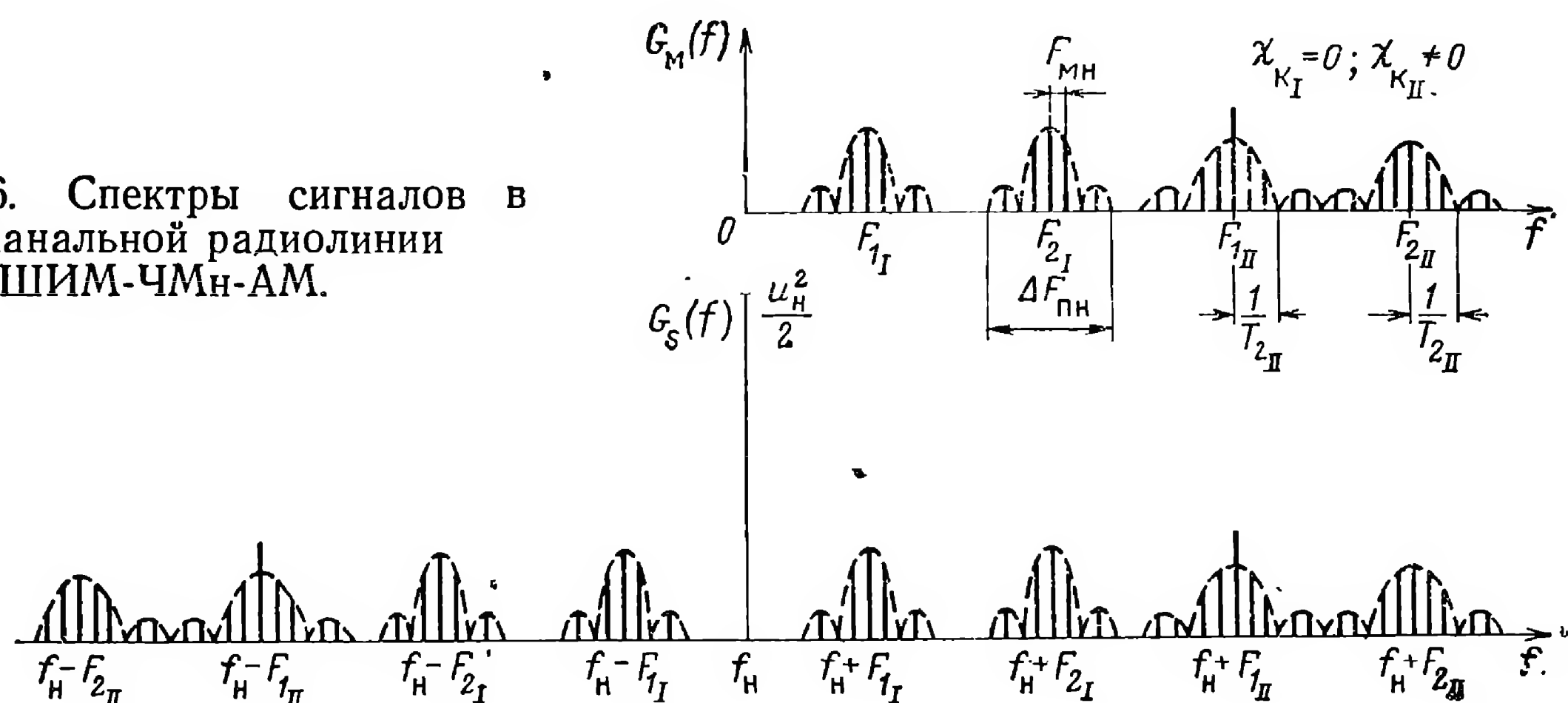
Коэффициент команды χ_k характеризует глубину широтно-импульсной модуляции. Максимальная величина этого коэффициента определяется формулой

$$|\chi_{k_{\max}}| = \left| \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\min}} \right| = \left| 1 - \frac{2T_{\min}}{T_{\min}} \right|, \quad (4.9.7)$$

где T_{\max} и T_{\min} — соответственно максимальная и минимальная длительности импульсов на выходе преобразователя.

Для уменьшения искажений передаваемой команды под действием помех целесообразно увеличить максимальную глубину модуляции сигнала, т. е. значение $\chi_{k_{\max}}$. Однако при этом уменьшается длительность импульсов T_{\min} , что вызывает расширение спектра поднесущего

Рис. 4.26. Спектры сигналов в двухканальной радиолнии ШИМ-ЧМН-АМ.



колебания и требует соответственно расширения полосы пропускания радиолнии. Поэтому при выборе допустимого значения T_{\min} часто используется условие $T_{\min} \approx (0,05 \div 0,1)T_{\min}$; тогда из формулы (4.9.7) получим:

$$|\chi_{k_{\max}}| = 0,8 \div 0,9. \quad (4.9.8)$$

Максимальная ширина отдельных частотных полос спектра поднесущих колебаний определяется приближенным соотношением

$$\Delta F_{\text{пн}} \approx \frac{2 \div 4}{T_{\min}}. \quad (4.9.9)$$

При выборе ширины полосы пропускания разделительных фильтров ($\Delta F_{\text{рф}}$) необходимо учитывать возможную расстройку между частотой поднесущего колебания $F_{\text{пн}}$ ($F_{\text{пн}} = F_{1I}; F_{2I}; F_{1II}; F_{2II}$) и резонансной частотой фильтра $F_{\text{рф}}$; поэтому применяется расчетная формула

$$\Delta F_{\text{рф}} \approx 3\alpha_{\text{ф}} F_{\text{пн}} + \Delta F_{\text{пн}}, \quad (4.9.10)$$

где $\alpha_{\text{ф}}$ — коэффициент относительной среднеквадратической нестационарности настройки фильтров (для обычных резонансных фильтров $\alpha_{\text{ф}} \approx 0,5 \cdot 10^{-2}$).

Частотные характеристики разделительных фильтров I канала изображены на рис. 4.27. Поскольку реальные фильтры обладают конечной селективностью, значения частот поднесущих колебаний должны отстоять друг от друга на определенную величину ΔF_0 , которая выбирается из условия отсутствия взаимных помех

$$\Delta F_0 = \alpha_z \Delta F_{p\phi}. \quad (4.9.11)$$

Коэффициент запаса α_z определяется формой частотной характеристики разделительных фильтров; значение коэффициента α_z обычно составляет $1,3 \div 1,5$.

В процессе передачи команд возможны нелинейные искажения сигнала из-за неидеальности характеристик общего тракта КРЛ (передатчика и приемника). Например, при увеличении глубины модуляции несущего колебания может оказаться необходимым учитывать нелинейные участки модуляционной характеристики, которые будут причиной появления нелинейных искажений сигнала. При наличии таких искажений на выходе демодулятора несущего колебания появляются комбинационные составляющие спектра поднесущих колебаний, а также гармоники этих колебаний. Для ослабления подобных помех значения частот поднесущих колебаний (F_{1I} , F_{2I} , F_{1II} и F_{2II}) выбирают с таким расчетом, чтобы комбинационные составляющие и гармоники не попадали в полосу пропускания разделительных фильтров. Нелинейные искажения сигнала в двухканальной радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ будут относительно невелики, если коэффициент амплитудной модуляции несущего колебания, создаваемой каждым из поднесущих колебаний, отвечает условию $m_{AM} \leq 0,4$.

Один из видов искажений передаваемых команд обусловлен случайностью фазовых соотношений в моменты коммутации поднесущих колебаний. Величина этих ошибок пропорциональна минимальному значению частоты поднесущего колебания $F_{пн\min}$ (на рис. 4.26 $F_{пн\min} = F_{1I}$). Поэтому при выборе значений $F_{пн\min}$ и $T_{мин}$ обычно используется условие:

$$F_{пн\min} \geq \frac{10}{T_{мин}}. \quad (4.9.12)$$

Максимальное значение частоты поднесущего колебания $F_{пн\max}$ (на рис. 4.26 $F_{пн\max} = F_{2II}$) ограничено допустимым расширением спектра излучаемого сигнала F_c . Параметры $F_{пн\max}$ и F_c связаны соотношением

$$F_c = 2 \left(F_{пн\max} + \frac{\Delta F_{пн}}{2} \right), \quad (4.9.13)$$

где $\Delta F_{пн}$ определяется формулой (4.9.9).

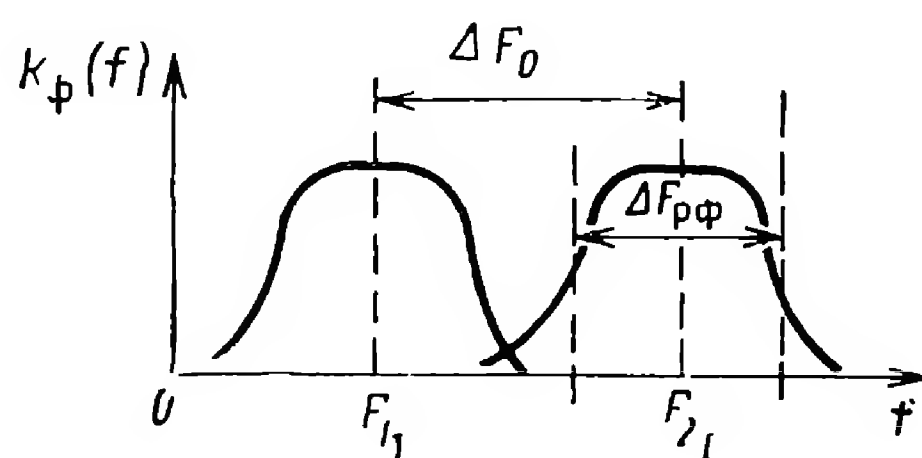


Рис. 4.27. Частотные характеристики разделительных фильтров I канала.

При выборе ширины полосы пропускания УПЧ ($\Delta F_{\text{пч}}$) учитывается нестабильность частоты гетеродина в приемнике и изменения частоты принимаемого сигнала, в том числе доплеровское смещение частоты сигнала. Таким образом, используется соотношение:

$$\Delta F_{\text{пч}} = F_c + \Delta F_{f_{\text{макс}}}, \quad (4.9.14)$$

где $\Delta F_{f_{\text{макс}}}$ — максимально возможное суммарное отклонение промежуточной частоты от ее номинального значения.

3. Радиолиния ВИМ(ИВС)-АМ

В аналоговой радиолинии ВИМ(ИВС)-АМ применяется импульсный режим излучения сигнала. На рис. 4.28 изображена функциональная схема передающего и приемного трактов радиолинии. Временные диаграммы, поясняющие формирование модулирующего сигнала $u_m(t)$, показаны на рис. 4.29. Обозначения a , b , v на рис. 4.29 соответствуют аналогичным обозначениям в схеме рис. 4.28. Для передачи команд в каждом из каналов радиолинии используется время-импульсная модуляция (ВИМ) поднесущего колебания. При этом значение передаваемой команды определяется положением рабочего импульса (РИ) относительно тактового импульса (ТИ) (рис. 4.29 a , b , v). Следовательно, имеет место преобразование командного сообщения $u_{\text{кс}}(t)$ в соотношение временных интервалов $\kappa_{\text{к}}(t)$. Рабочий импульс, который вырабатывается на выходе формирующего каскада, соответствует границе временных интервалов T_1 и T_2 .

В рассматриваемой радиолинии возможны различные способы уплотнения каналов и соответственно, различные структуры модулирующего сигнала. Наибольшее применение находит способ структурно-временного уплотнения каналов с использованием импульсно-временных сигналов (ИВС), которые формируются с помощью шифраторов. Параметрами ИВС являются число импульсов в кодовой группе, образующей данный сигнал (n_c), длительность импульсов ($\tau_{\text{и}}$) и величина временных интервалов между отдельными импульсами (рис. 4.2).

При структурно-временном уплотнении каналов применяют три различных ИВС. Тактовый сигнал (ТС) является синхронизирующим и предназначается для создания отметок времени, которые используются в качестве начала отсчета временных интервалов. При непрерывной передаче команд тактовые сигналы образуют периодическую последовательность с периодом $T_{\text{мн}}$. Рабочие сигналы первого и второго каналов (PC_I и PC_{II}) служат для передачи значений соответствующих временных интервалов.

При структурно-временном уплотнении каналов рабочий сигнал первого канала может перемещаться в пределах одной половины периода $T_{\text{мн}}$, а рабочий сигнал второго канала — в пределах другой половины этого периода. Тем самым исключается перекрытие рабочих сигналов во времени и, следовательно, устраняются междуканальные помехи.

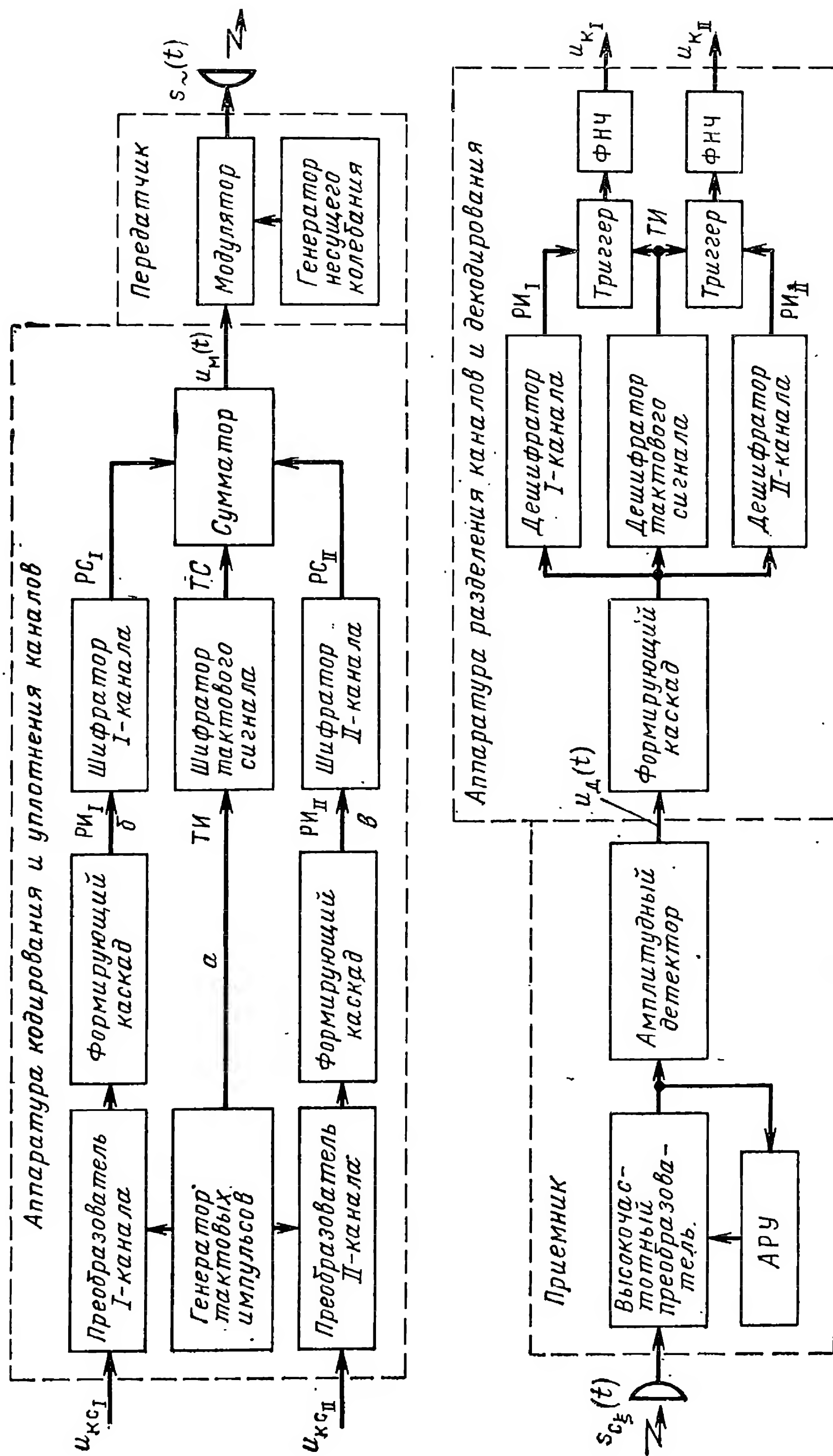


Рис. 4.28. Функциональная схема передающего и приемного трактов радиолинии ВИМ(ИВС)-АМ.

При использовании структурного уплотнения каналов (т. е. уплотнения по форме сигналов) сигнал каждого канала перемещается в пределах полного периода $T_{\text{мн}}$. В этом случае необходимо применять сигналы, которые обеспечивают незначительное взаимное влияние каналов с учетом возможности перекрытия сигналов различных каналов по времени и при наличии помех. В качестве таких сигналов возможно использовать, например, частотно-временные сигналы (ЧВС — см. рис. 4.2, д).

При временном уплотнении каналов в приемном тракте используются стробирующие сигналы, поэтому с точки зрения разделения каналов применение рабочих импульсно-временных сигналов становится необязательным. Однако с помощью таких сигналов обеспечи-

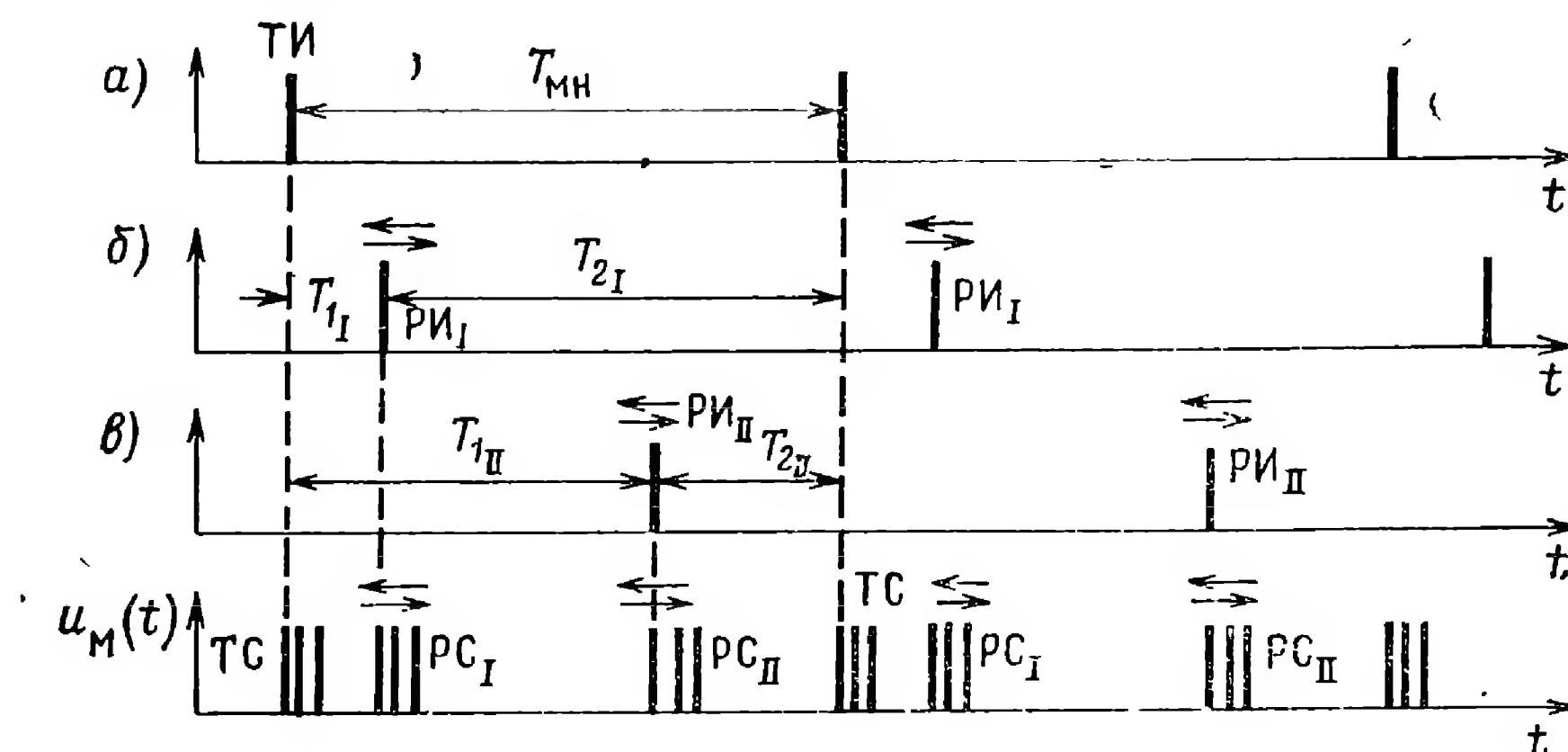


Рис. 4.29. Формирование модулирующего сигнала $u_m(t)$ в радиолинии ВИМ(ИВС)-АМ.

вается повышение помехозащищенности КРЛ за счет снижения вероятности образования ложных команд в паузе под действием помех.

В радиолинии ВИМ(ИВС)-АМ несущее колебание модулируется по амплитуде импульсным сигналом $u_m(t)$, который образуется на выходе сумматора в результате объединения тактовых и рабочих сигналов.

В приемном устройстве производится амплитудное детектирование несущего колебания. Для разделения тактовых и рабочих импульсно-временных сигналов используются соответствующие дешифраторы. На вход дешифраторов поступают импульсы стандартной формы, которые вырабатываются из принятого сигнала с помощью формирующего каскада. Эти импульсы нормированы по амплитуде и по длительности; тем самым уменьшается влияние различных искажений принятого сигнала, возникающих под действием помех.

С выхода дешифраторов снимаются тактовые и рабочие импульсы (ТИ, РИ_I, РИ_{II}), которые осуществляют запуск триггеров соответствующих каналов. На выходе триггеров вырабатываются сигналы с широтно-импульсной модуляцией, которые преобразуются затем в непрерывные командные сигналы ($u_{кI}$ и $u_{кII}$). Эта часть приемного тракта представляет собой демодулятор ШИМ. При передаче нулевых значений команд ($x_{кI} = x_{кII} = 0$) должно выполняться условие

$u_{K_I} = u_{K_{II}} = 0$. Поэтому формирование сигналов u_{K_I} и $u_{K_{II}}$ производится с учетом способа уплотнения каналов КРЛ. При структурно-временном и временном уплотнении каналов используются несимметричные временные интервалы ($T_1 \neq T_2$ при $\chi_K = 0$). Соответственно изменяется постоянная составляющая выходного напряжения фильтра, включенного после триггера, по сравнению с методом передачи команд, когда при $\chi_K = 0$ выполняется условие $T_1 = T_2$. Для компенсации этих изменений можно предусмотреть, например, несимметричную первоначальную балансировку демодуляторов ШИМ. В этом случае коэффициент передачи приемного тракта уменьшается в два раза по сравнению с КРЛ, в которой рабочий сигнал каждого канала может перемещаться в пределах полного периода $T_{\text{мн}}$.

На рис. 4.30, I показан принцип работы шифратора и дешифратора применительно к тактовому импульсно-временному сигналу (ТС). При построении этих устройств можно использовать линии задержки (ЛЗ). Временные интервалы между импульсами ИВС определяются отводами ЛЗ шифратора, с которых снимаются отдельные импульсы ИВС. В дешифраторе имеется схема совпадения, которая подключается к соответствующим отводам ЛЗ. Эти отводы должны быть согласованы с отводами ЛЗ шифратора. Тогда в момент окончания принятого ИВС обеспечивается совпадение отдельных импульсов этого сигнала на отводах ЛЗ дешифратора. К выходу схемы совпадения подключен селектор длительности импульсов, рассчитанный на прохождение импульсов, длительность которых отвечает условию $\tau_{\text{макс}} \geq \tau_c \geq \tau_{\text{мин}}$, где $\tau_{\text{макс}}$ и $\tau_{\text{мин}}$ — фиксированные величины. Тем самым уменьшается вероятность ложных срабатываний дешифратора под действием помех.

Остановимся на вопросах выбора основных параметров радиолинии ВИМ (ИВС)-АМ.

При формировании модулирующего сигнала с ВИМ максимальный коэффициент команды $\chi_{K_{\text{макс}}}$, который соответствует минимальной величине временного интервала $T_{\text{мин}}$, выбирается с учетом условия $T_{\text{мин}} > t_{K_{\text{макс}}}$, где $t_{K_{\text{макс}}}$ — максимальная длительность импульсно-временного сигнала.

Выбор величины $t_{K_{\text{макс}}}$, длительности отдельных импульсов ИВС $\tau_{\text{и}}$ и их расстановки производится с учетом обеспечения противоречивых требований. Для повышения помехозащищенности КРЛ и улучшения качества разделения каналов желательно использовать ИВС с неповторяющимися временными интервалами между отдельными импульсами. Кроме того, необходимо предусмотреть достаточно большой ансамбль возможных ИВС, что позволяет изменять структуру используемых сигналов с целью защиты КРЛ от воздействия организованных имитационных помех.

Увеличение значения $t_{K_{\text{макс}}}$ способствует выполнению перечисленных требований. При заданной величине $t_{K_{\text{макс}}}$ с уменьшением длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ облегчается формирование необходимого набора ИВС. Однако в этом случае возрастает влияние временных

нестабильностей линии задержки шифраторов и дешифраторов, поэтому минимально допустимая длительность импульса зависит от реальных характеристик этих устройств.

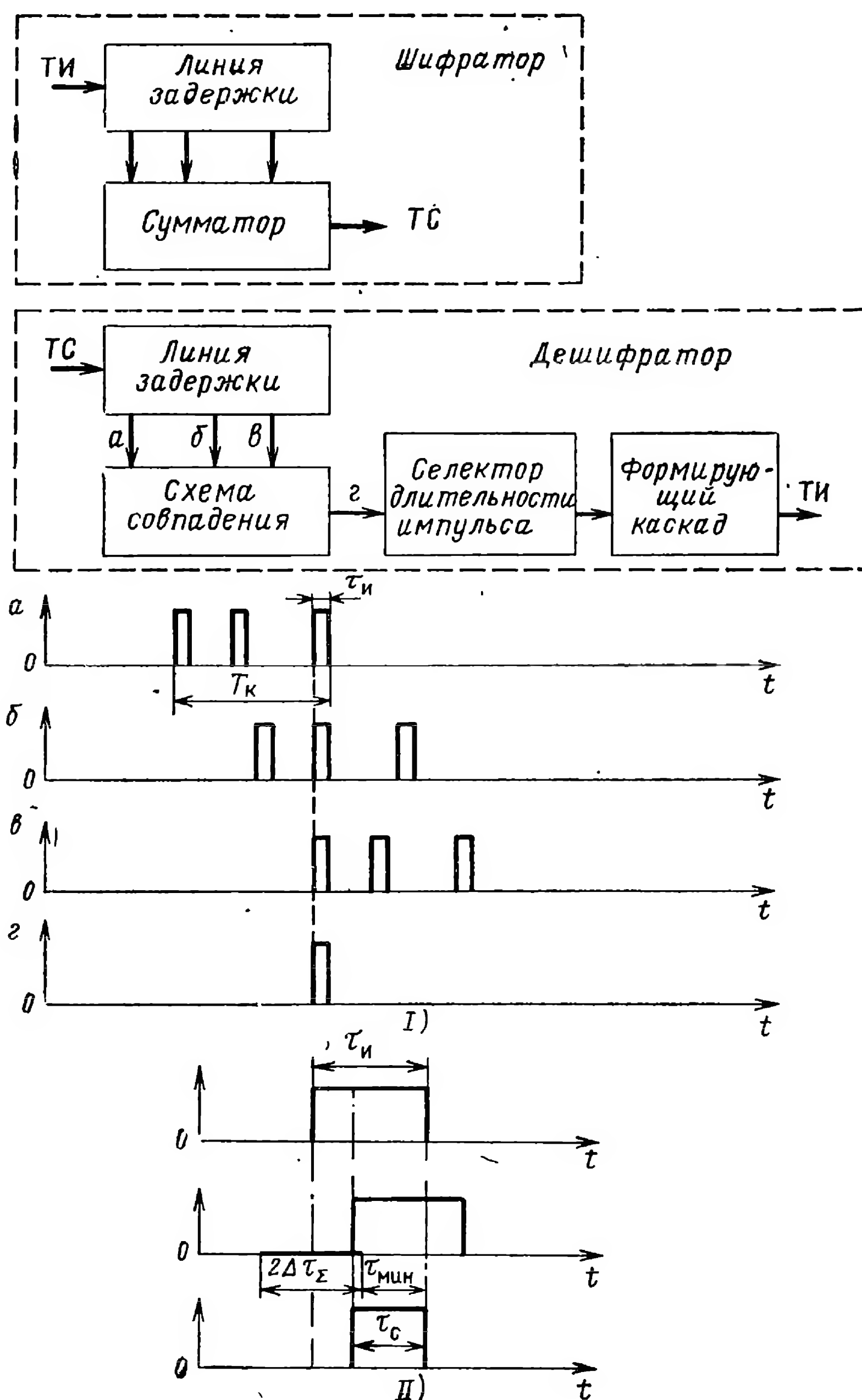


Рис. 4.30. I — Принцип работы шифратора и дешифратора импульсно-временного сигнала (ИВС). II — Влияние взаимного смещения импульсов ИВС на работу дешифратора.

Выбор числа импульсов n_c в импульсно-временных сигналах $ТС$, $РС_I$ и $РС_{II}$ связан с обеспечением требуемой помехоустойчивости радиолинии. При малом числе импульсов возрастает вероятность возникновения ложных сигналов под действием помех. С увеличением n_c повышается вероятность подавления ИВС, поскольку для подавления такого сигнала достаточно подавления хотя бы одного импульса, вхо-

дящего в его состав. Практически величина n_c обычно выбирается в пределах от 3 до 6 импульсов [15].

Для уменьшения разброса моментов срабатывания формирующего каскада целесообразно повышать крутизну фронтов импульсов, поступающих на вход этого каскада. Это обстоятельство учитывается при выборе ширины полосы пропускания УПЧ ($\Delta F_{ПЧ}$) и фильтра НЧ (видеочастоты), включенного на выходе амплитудного детектора (ΔF_v). Обычно выполняется условие $2\Delta F_v < \Delta F_{ПЧ}$, тогда длительность фронтов видеоимпульсов приблизительно равна величине $\tau_{фр} \approx \approx 1/2\Delta F_v$.

Важным параметром дешифратора является допуск на величину взаимного смещения импульсов ИВС. Под действием помех любой из импульсов может сместиться относительно своего номинального положения; при этом уменьшается длительность импульса на выходе схемы совпадения. Рис. 4.30, II поясняет характер подобных искажений на примере ИВС, состоящего из двух импульсов.

Для регистрации приема ИВС необходимо, чтобы длительность импульса τ_c на выходе схемы совпадений превышала заданную величину $\tau_{мин}$. Из этого условия определяются допустимые интервалы взаимного смещения импульсов ИВС. Для двухимпульсного ИВС должно выполняться условие $\Delta\tau_{\Sigma} = \tau_{и} - \tau_{мин}$, где $\pm \Delta\tau_{\Sigma}$ — максимально допустимый интервал взаимного смещения импульсов. При $n_c > 2$ допустимый интервал смещения каждого из импульсов в общем случае зависит от фактического положения остальных импульсов, входящих в состав ИВС.

§ 4.10. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АНАЛоговых КОМАНДНЫХ РАДИОЛИНИЙ

1. Реальная помехоустойчивость командных радиолиний ШИМ-ЧМн-АМ и ВИМ-АМ

Проведем анализ воздействия широкополосной шумовой помехи на один из каналов радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ, полагая частотные характеристики всех фильтров приемного тракта прямоугольными. Рассматриваемая помеха обладает равномерной спектральной плотностью мощности ($G_{ш}$) в полосе пропускания УПЧ приемника ($\Delta F_{ПЧ}$). Величина отношения сигнал/шум на входе амплитудного детектора несущего колебания вычисляется по формуле

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх} = \frac{P_n}{G_{ш}\Delta F_{ПЧ}} = \frac{U_n^2}{2G_{ш}\Delta F_{ПЧ}}, \quad (4.10.1)$$

где U_n и P_n — соответственно амплитуда и мощность составляющей принятого сигнала на частоте несущего колебания.

Будем полагать, что применяется линейный детектор и выполняется условие $(P_c/P_{ш})_{вх} \geq 10 - 15$ дБ. В этом случае приемный тракт можно считать квазилинейным. При квазилинейном амплитудном детектировании смеси сигнала с шумом энергетический спектр

шума переносится без искажений в область низких частот. В результате такого преобразования спектральная плотность мощности шума на выходе детектора увеличивается в два раза, а ширина спектра шума уменьшается в два раза по сравнению с аналогичными характеристиками шума на входе детектора. С помощью разделительных фильтров выделяются импульсы поднесущих колебаний, амплитуда которых пропорциональна величине $m_{AM}U_H$. Коэффициент m_{AM} характеризует глубину амплитудной модуляции несущего колебания, создаваемой поднесущими колебаниями в каждом из каналов КРЛ. Величина отношения сигнал/шум на выходе разделительного фильтра выражается формулой

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{рф} = \frac{m_{AM}^2 U_H^2}{4G_{ш}\Delta F_{рф}} = \frac{m_{AM}^2 P_H}{2G_{ш}\Delta F_{рф}} = \frac{m_{AM}^2}{2} \frac{\Delta F_{ПЧ}}{\Delta F_{рф}} \left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{вх}. \quad (4.10.2)$$

Поскольку разделительные фильтры являются достаточно узкополосными ($\Delta F_{рф} \ll \Delta F_{ПЧ}$), то при $(P_c/P_{ш})_{вх} \geq 10 \div 15$ дБ выполняется условие $(P_c/P_{ш})_{рф} \gg 1$. В этом случае отношение сигнал/шум на выходе амплитудного детектора поднесущего колебания будет таким же, как и на его входе, т. е. составит величину $(P_c/P_{ш})_{рф}$. На рис. 4.31 показан характер результирующих импульсных напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$, которые образуются на выходе двух детекторов поднесущих колебаний. С помощью этих сигналов осуществляется запуск триггера (рис. 4.24). В отсутствие шума можно применить трапецевидальную аппроксимацию формы запускающих импульсов, полагая, что длительность фронта этих импульсов $\tau_{фр}$ определяется шириной полосы пропускания разделительных фильтров ($\tau_{фр} \approx 1/\Delta F_{рф}$). Амплитуда запускающих импульсов U_c связана с мощностью принятого сигнала P_H соотношением (коэффициент усиления приемного тракта для простоты принимается равным единице):

$$U_c = m_{AM} U_H = m_{AM} \sqrt{2P_H}. \quad (4.10.3)$$

Мощность шумовой составляющей напряжения на выходе детектора поднесущего колебания $P_{шд}$ вычисляется по формуле

$$P_{шд} = 2G_{ш}\Delta F_{рф}. \quad (4.10.4)$$

Искажения формы запускающих импульсов вызывают флуктуации моментов переброса триггера (рис. 4.31). Будем считать, что эти моменты соответствуют равенству напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ на входах триггера. В этом случае должно выполняться условие

$$U_c - S_{фр} t_{п} + u_{ш1}(t_{п}) = S_{фр} t_{п} + u_{ш2}(t_{п}), \quad (4.10.5)$$

где $t_{п}$ — момент переброса триггера, отсчитываемый относительно начала фронта запускающего импульса; $S_{фр}$ — крутизна фронта за-

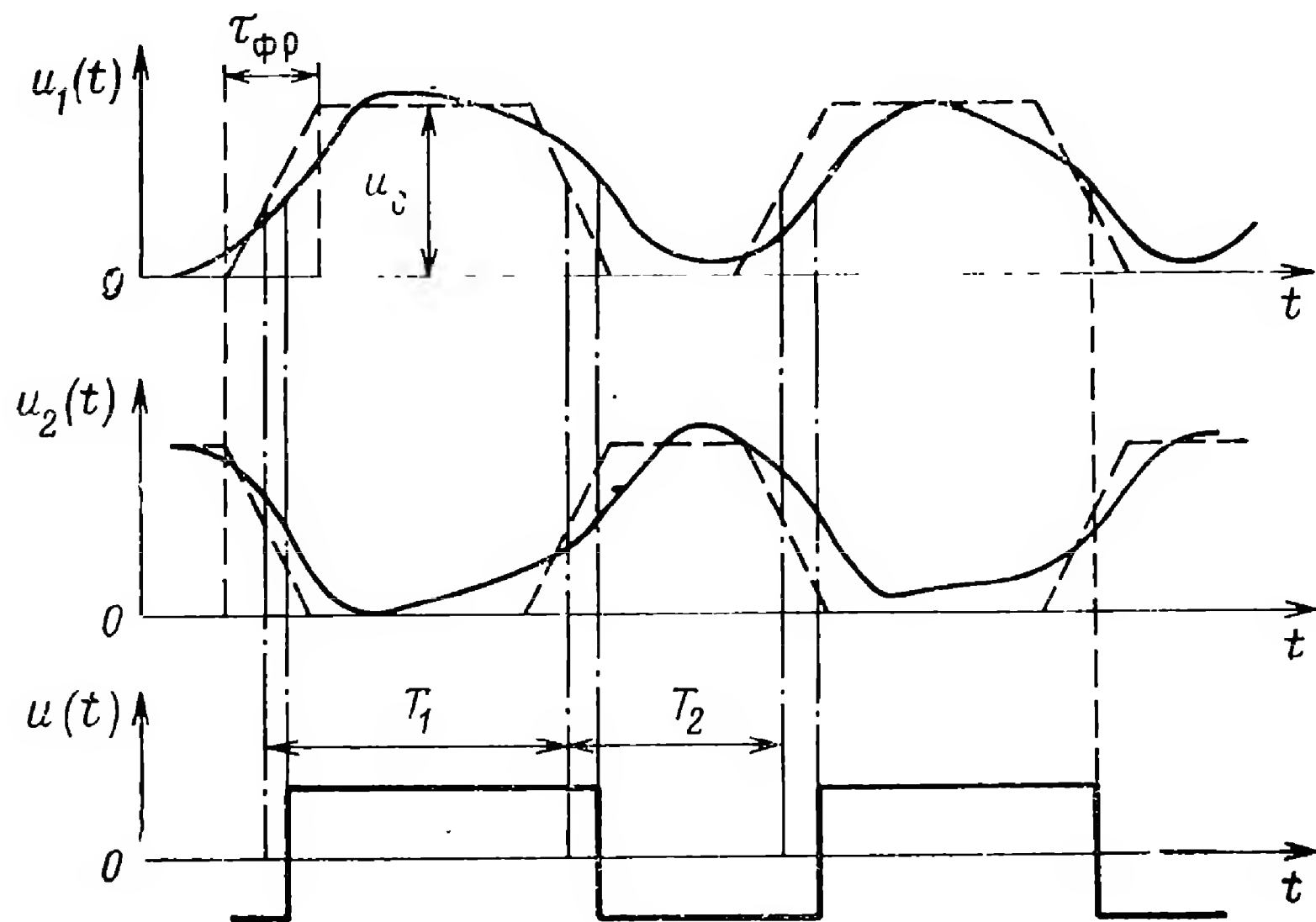
пускающего импульса; $u_{ш1}(t_n)$; $u_{ш2}(t_n)$ — напряжение шума на входах триггера в момент переброса. Согласно (4.10.5) имеем

$$t_n = \frac{U_c}{2S_{фр}} + \frac{u_{ш1}(t_n) - u_{ш2}(t_n)}{2S_{фр}} = \frac{\tau_{фр}}{2} + \Delta\tau, \quad (4.10.6)$$

где $\tau_{фр} = \frac{U_c}{S_{фр}}$; $\Delta\tau = \frac{1}{2S_{фр}} [u_{ш1}(t_n) - u_{ш2}(t_n)]$.

Случайная величина $\Delta\tau$ характеризует флуктуации моментов переброса триггера. Поскольку частотные характеристики раздели-

Рис. 4.31. Искажения передаваемой команды в радиолинии ШИМ-ЧМН-АМ.



тельных фильтров практически не перекрываются, шумовые напряжения $u_{ш1}(t)$ и $u_{ш2}(t)$ можно считать независимыми. Тогда дисперсия флуктуаций моментов переброса триггера вычисляется по формуле

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{2S_{фр}^2} P_{шд}. \quad (4.10.7)$$

Полагая $S_{фр} \approx U_c \Delta F_{рф}$, на основании формул (4.10.3), (4.10.4) и (4.10.7) получаем

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{G_{ш}}{2m_{АМ}^2 P_{н} \Delta F_{рф}}. \quad (4.10.8)$$

Флуктуации моментов переброса триггера в первом приближении можно считать независимыми, поскольку время корреляции шума на выходе детектора поднесущего колебания ($\tau_{кор}$) удовлетворяет условию $\tau_{кор} \approx 1/\Delta F_{рф} < T_{мин}$ ($T_{мин}$ — минимальная длительность временного интервала, который используется для передачи команд). Воздействие шума проявляется в виде двусторонней случайной модуляции длительности импульсов триггера. Момент срабатывания триггера с одинаковой вероятностью может сместиться в сторону опережения или запаздывания. Поэтому среднее значение длительности импульсов триггера совпадает с длительностью этих импульсов в от-

сутствие рассматриваемой помехи. Соответственно постоянная составляющая напряжения на выходе радиозвена выражается формулой (4.9.5). Спектральная плотность флюктуационной составляющей в области очень низких частот определяется соотношением [15]

$$G_{\text{вых}}(0) \approx 16\kappa_{\text{прм}}^2 \frac{\sigma_{\tau}^2}{T_{\text{мн}}}, \quad (4.10.9)$$

где в соответствии с равенствами (4.3.3) и (4.9.5) $\kappa_{\text{прм}} = \kappa_{\text{ф}} U_{\text{макс}}$. Используя формулы (4.10.8) и (4.10.9), получаем

$$G_{\text{вых}}(0) \approx \kappa_{\text{прм}}^2 \frac{8}{T_{\text{мн}}} \frac{G_{\text{ш}}}{m_{\text{АМ}}^2 P_{\text{н}} \Delta F_{\text{рф}}}. \quad (4.10.10)$$

Дисперсия флюктуаций выходного напряжения радиозвена вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = G_{\text{вых}}(0) \Delta F_{\text{ф}} = \kappa_{\text{прм}}^2 \frac{8}{T_{\text{мн}}} \frac{G_{\text{ш}} \Delta F_{\text{ф}}}{m_{\text{АМ}}^2 P_{\text{н}} \Delta F_{\text{рф}}}, \quad (4.10.11)$$

где $\Delta F_{\text{ф}}$ — полоса пропускания выходного фильтра.

Случайная составляющая напряжения на выходе радиозвена представляет собой возмущение, которое вносится командной радиолнией в контур управления. Спектральная плотность флюктуаций $G_{\text{вых}}(0)$ используется для расчета ошибок наведения, обусловленных влиянием на КРЛ шумовой помехи.

Совершенно аналогично могут быть получены соотношения, описывающие работу радиолнии ВИМ-АМ при воздействии малой шумовой помехи (для простоты считаем, что вместо ИВС излучаются одиночные импульсы и что рабочий импульс может смещаться в пределах всего интервала $T_{\text{мн}}$ между тактовыми импульсами). Если демодуляция сигнала ВИМ осуществляется путем предварительного преобразования его в сигнал ШИМ (как это описано в предыдущем параграфе), то действие помех сводится к случайному изменению времени срабатывания триггера преобразователя, запускаемого поочередно тактовыми и рабочими импульсами. Поскольку время задержки рабочего импульса относительно тактового существенно больше длительности импульса, то флюктуации фронтов на выходе преобразователя ВИМ/ШИМ можно считать независимыми. Следовательно, при расчете флюктуационных ошибок радиолнии ВИМ-АМ можно воспользоваться результатами рассмотрения радиолнии ШИМ-ЧМн-АМ, определив предварительно дисперсию флюктуаций времени срабатывания триггера σ_{τ}^2 .

Будем считать, что импульсы ВИМ-АМ имеют треугольную огибающую с длительностью фронта $\tau_{\text{фр}} \approx 1/2\Delta F_{\text{в}}$ ($\Delta F_{\text{в}}$ — полоса пропускания фильтра на выходе амплитудного детектора). Результирующее напряжение на выходе детектора представляет собой сумму видеоимпульсов треугольной формы с амплитудой $U_{\text{и}}$ и шума со спектральной плотностью $2G_{\text{ш}}$. Срабатывание триггера происходит в момент, когда суммарное напряжение достигнет порогового уровня $U_{\text{п}}$. Случайная величина $\Delta\tau$, представляющая собой отклонение времени срабаты-

вания триггера за счет действия шума, выражается следующим образом

$$\Delta\tau \approx \frac{u_{\text{ш}}}{S_{\text{фр}}}, \quad (4.10.12)$$

где $S_{\text{фр}} = U_{\text{и}}/\tau_{\text{фр}}$ — крутизна фронта импульса.

Дисперсия флюктуаций времени срабатывания триггера находится по формуле

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{P_{\text{ш}}}{S_{\text{фр}}^2} = \frac{2G_{\text{ш}} \Delta F_{\text{в}} \tau_{\text{фр}}^2}{U_{\text{и}}^2} \approx \frac{G_{\text{ш}}}{4P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}, \quad (4.10.13)$$

где $P_{\text{и}} = U_{\text{и}}^2/2$ — импульсная мощность принимаемого сигнала.

Подставляя значение σ_{τ}^2 в формулу (4.10.9), получаем спектральную плотность флюктуаций на выходе канала ВИМ-АМ

$$G_{\text{вых}}(0) = 16\kappa_{\text{прм}}^2 \frac{\sigma_{\tau}^2}{T_{\text{мн}}} \approx 4 \frac{\kappa_{\text{прм}}^2}{T_{\text{мн}}} \frac{G_{\text{ш}}}{P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}. \quad (4.10.14)$$

Дисперсия флюктуаций в полосе пропускания выходного фильтра $\Delta F_{\text{ф}}$ соответственно равна

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = G_{\text{вых}}(0) \Delta F_{\text{ф}} \approx 4 \frac{\kappa_{\text{прм}}^2}{T_{\text{мн}}} \frac{G_{\text{ш}} \Delta F_{\text{ф}}}{P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}. \quad (4.10.15)$$

2. Использование результатов теории оптимального синтеза

Сравним точность передачи команд в реальной радиолинии ВИМ-АМ с потенциальной точностью. При этом будем считать, что полоса пропускания выходного фильтра $\Delta F_{\text{ф}}$ равна ширине спектра командного сообщения, а время наблюдения определяется величиной $T_{\text{набл}} \approx 1/2\Delta F_{\text{ф}}$.

При $\tau_{\text{и}} \ll T_{\text{мн}}$ можно приближенно считать, что значение нормированного командного сообщения (коэффициента команды $\chi_{\text{к}}$) может изменяться от -1 до $+1$. Если оценка параметра $\chi_{\text{к}}$ формируется путем обработки каждого рабочего импульса в отдельности (такие оценки выдаются в темпе приема импульсов), то дисперсия оптимальной оценки выражается [76] формулой:

$$\sigma_{\chi}^2 = \frac{4G_{\text{ш}}}{T_{\text{мн}}^2 \int_0^{T_{\text{мн}}} \left[\frac{\partial u_{\text{м}}(t)}{\partial t} \right]^2 dt}, \quad (4.10.16)$$

где $u_{\text{м}}(t)$ — модулирующий сигнал.

В случае импульсов треугольной формы имеем

$$u_{\text{м}}(t) = U_{\text{и}} - S_{\text{фр}} |t - t_0| \quad \text{при} \quad -\tau_{\text{фр}} \leq t - t_0 \leq \tau_{\text{фр}},$$

где t_0 — момент времени, который соответствует максимальной величине импульса и определяется значением χ_k , причем $\tau_{\phi p} < t_0 < T_{\text{мн}} - \tau_{\phi p}$. Соответственно производная $du_m(t)/dt$ определяется выражением

$$\frac{du_m(t)}{dt} = \begin{cases} S_{\phi p} & \text{при } -\tau_{\phi p} \leq t - t_0 < 0, \\ -S_{\phi p} & \text{при } 0 < t - t_0 \leq \tau_{\phi p}. \end{cases}$$

Подставляя значение $du_m(t)/dt$ в формулу (4.10.16), получаем

$$\sigma_\chi^2 = \frac{4G_{\text{ш}}}{T_{\text{мн}}^2 S_{\phi p}^2 2\tau_{\phi p}} = \frac{2G_{\text{ш}} \tau_{\phi p}}{T_{\text{мн}}^2 U_{\text{и}}^2} \approx \frac{G_{\text{ш}}}{2T_{\text{мн}}^2 P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}. \quad (4.10.17)$$

Если оценка производится по l импульсам (в рассматриваемом случае $l = T_{\text{набл}}/T_{\text{мн}} \approx 1/2\Delta F_{\phi} T_{\text{мн}}$), то дисперсия оценки находится путем деления на l величины σ_χ^2 , вычисленной по формуле (4.10.17). Умножая полученную величину на постоянный коэффициент $\kappa_{\text{прм}}^2$, найдем дисперсию выходного напряжения радиолнии

$$\sigma_{\text{вых } 1}^2 = \frac{\kappa_{\text{прм}}^2}{l} \sigma_\chi^2 \approx \kappa_{\text{прм}}^2 \frac{G_{\text{ш}} \Delta F_{\phi}}{T_{\text{мн}} P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}. \quad (4.10.18a)$$

При выводе формулы (4.10.16) полагалось [76], что положение тактового импульса точно известно. В реальной радиолнии при использовании безынерционной системы синхронизации положение тактового импульса испытывает такие же флуктуации, как и положение рабочего импульса. В связи с этим для нахождения потенциальной точности КРЛ требуется удвоить величину дисперсии в выражении (4.10.18)

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = 2\sigma_{\text{вых } 1}^2 \approx 2\kappa_{\text{прм}}^2 \frac{G_{\text{ш}} \Delta F_{\phi}}{T_{\text{мн}} P_{\text{и}} \Delta F_{\text{в}}}. \quad (4.10.18б)$$

Сравнение формул (4.10.15) и (4.10.18 б) показывает, что реальная точность радиолнии приблизительно в $\sqrt{2}$ раз хуже потенциальной точности. Однако в реальной радиолнии характер зависимости дисперсии ошибок от основных параметров КРЛ (мощности сигнала, спектральной плотности мощности шума и т. д.) тот же, что и при оптимальной обработке сигнала. Это означает, что при построении приемного тракта не допущено грубых ошибок, например отсутствуют операции, приводящие к подавлению сигнала шумом. За счет усложнения обработки сигнала (например, фиксации положения импульса не по фронту, а по максимуму) можно точность реальной линии практически довести до величины потенциальной точности. Однако эти усложнения могут быть нежелательными с точки зрения выполнения конструктивных и эксплуатационных требований.

Если полученная величина реальной точности удовлетворяет техническому заданию, то нет необходимости в дальнейшем усовершенствовании системы обработки. Для командных линий, в которых уст-

ройство обработки сигнала находится на борту снаряда, усложнение структуры приемника нежелательно. Всегда имеет смысл проанализировать, не является ли с точки зрения работы системы в целом более выгодным упростить структуру бортового приемника, например, за счет увеличения мощности наземного передатчика.

3. Воздействие на радиолинию ВИМ (ИВС)-АМ шумовой помехи

Для радиолиний ВИМ (ИВС)-АМ при воздействии шумовой помехи характерны следующие виды искажений принятого сигнала:

- подавление тактовых или рабочих ИВС;
- образование ложных ИВС под действием помехи в паузах;
- трансформация рабочего ИВС одного канала в рабочий ИВС другого канала КРЛ;
- взаимная трансформация тактовых и рабочих ИВС.

Ограничимся рассмотрением случая шумовых помех малого уровня, когда основным видом искажений будут подавления ИВС.

Для подавления ИВС достаточно отсутствия в нем хотя бы одного импульса. При независимых подавлениях отдельных импульсов результирующая вероятность подавления ИВС из n_c импульсов находится по формуле

$$p_{nc} = 1 - (1 - p_{ni})^{n_c}, \quad (4.10.19)$$

где p_{ni} — вероятность подавления отдельного импульса.

При воздействии шумовых помех малого уровня основной причиной подавления ИВС являются случайные взаимные временные смещения импульсов ИВС на величину, превышающую допустимый интервал $\Delta\tau$, который определяется параметрами дешифратора.

Время корреляции шумовой помехи на выходе дешифратора ($\tau_{кор} \approx 1/2\Delta F_n$) отвечает условию $\tau_{кор} \ll t_{мин}$, где $t_{мин}$ — минимальное расстояние между импульсами ИВС. Поэтому флуктуации временного положения отдельных импульсов ИВС являются независимыми. При малом уровне помех величина случайного временного сдвига произвольного импульса ИВС относительно его номинального положения выражается формулой (4.10.12), причем для рассматриваемого случая в этой формуле $u_{ш}$ — напряжение шума на входе формирующего каскада в момент срабатывания этого каскада; $S_{фр}$ — крутизна фронта запускающего импульса, определенная на уровне порога срабатывания.

При малом уровне помех случайная величина $\Delta\tau$ распределена по нормальному закону

$$W(\Delta\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\tau} \exp\left(-\frac{\Delta\tau^2}{2\sigma_\tau^2}\right), \quad (4.10.20)$$

причем дисперсия временных смещений импульса σ_τ^2 выражается формулой (4.10.13).

Под действием шума все импульсы ИВС испытывают случайные временные смещения. Введем случайную величину ξ , которая характеризует смещение произвольного импульса ИВС по отношению к базовому импульсу,

$$\xi = \Delta\tau - \Delta\tau_0, \quad (4.10.21.)$$

где $\Delta\tau_0$ — смещение базового импульса.

Согласно (4.10.20) и (4.10.21) при фиксированном значении $\Delta\tau_0$ условная плотность вероятности случайной величины ξ выражается формулой

$$W(\xi/\Delta\tau_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\tau} \exp \left[-\frac{(\xi + \Delta\tau_0)^2}{2\sigma_\tau^2} \right]. \quad (4.10.22)$$

Для приближенной оценки вероятности подавления ИВС будем считать, что допустимые смещения отдельных импульсов ИВС (по отношению к базовому импульсу) являются одинаковыми и взаимно независимыми. В этом случае допустимый интервал смещений каждого из импульсов ИВС равен $\pm\Delta\tau_\Sigma$ (см. рис. 4.30, II).

Условная вероятность правильного прохождения ИВС из n_c импульсов при смещении базового импульса на величину $\Delta\tau_0$ определяется следующим образом:

$$p_{\text{прав}}(\Delta\tau_0) = \left[\int_{-\Delta\tau_\Sigma}^{\Delta\tau_\Sigma} W(\xi/\Delta\tau_0) d\xi \right]^{n_c-1}. \quad (4.10.23)$$

Соответственно условная вероятность подавления ИВС выражается формулой

$$p_{\text{ис}}(\Delta\tau_0) = 1 - \left[\int_{-\Delta\tau_\Sigma}^{\Delta\tau_\Sigma} W(\xi/\Delta\tau_0) d\xi \right]^{n_c-1}. \quad (4.10.24)$$

Результирующая вероятность подавления ИВС находится по формуле

$$\begin{aligned} p_{\text{ис}} &= \int_{-\infty}^{\infty} p_{\text{ис}}(\Delta\tau_0) W(\Delta\tau_0) d(\Delta\tau_0) = \\ &= 1 - \int_{-\infty}^{\infty} W(\Delta\tau_0) \left[\int_{-\Delta\tau_\Sigma}^{+\Delta\tau_\Sigma} W(\xi/\Delta\tau_0) d\xi \right]^{n_c-1} d(\Delta\tau_0). \end{aligned} \quad (4.10.25)$$

Подставляя в формулу (4.10.25) выражения для $W(\xi/\Delta\tau_0)$ и $W(\Delta\tau = \Delta\tau_0)$, получаем

$$p_{nc} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{\Delta\tau}{2\sigma_\tau^2}\right) \times \\ \times \left\{ 0,5 \left[\Phi\left(\frac{\Delta\tau + \Delta\tau_\Sigma}{\sigma_\tau \sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{\Delta\tau - \Delta\tau_\Sigma}{\sigma_\tau \sqrt{2}}\right) \right] \right\}^{n_c-1} d(\Delta\tau), \quad (4.10.26)$$

где

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-y^2) dy.$$

При $n_c = 2$ формула (4.10.26) упростится и примет вид

$$p_{nc} = 1 - \Phi\left(\frac{\Delta\tau_\Sigma}{2\sigma_\tau}\right). \quad (4.10.27)$$

При $n_c > 2$ вероятность p_{nc} вычисляется по формуле (4.10.26) с помощью численного интегрирования. Если выполняется условие $\Delta\tau_\Sigma/\sigma_\tau \gg 1$, то можно пользоваться приближенным соотношением

$$p_{nc} \approx (n_c - 1) \left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta\tau_\Sigma}{2\sigma_\tau}\right) \right]. \quad (4.10.28)$$

Введем параметр μ_c (жесткость селекции дешифратора), который определяется формулой

$$\mu_c = \frac{\tau_{\text{и}}}{2\Delta\tau_\Sigma}, \quad (4.10.29)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность отдельных импульсов ИВС на входе дешифратора.

С помощью соотношений (4.10.26), (4.10.21) и (4.10.29) вероятность подавления кода p_{nc} можно выразить через величины μ_c , $P_{\text{и}}$ и $P_{\text{ш}}$. В частности, при $n_c = 2$ получим следующий результат

$$p_{nc} = 1 - \Phi\left(\frac{\tau_{\text{и}}}{2\tau_{\text{фр}}\mu_c} \sqrt{\frac{P_{\text{и}}}{2P_{\text{ш}}}}\right). \quad (4.10.30)$$

Анализ формул (4.10.26) и (4.10.30) показывает, что вероятность p_{nc} возрастает с увеличением числа импульсов ИВС n_c и жесткости селекции μ_c и уменьшается при возрастании отношения сигнал/шум ($P_{\text{и}}/P_{\text{ш}}$).

Подавление ИВС оказывает влияние на выходной сигнал радиозвона. В отсутствие помех при передаче постоянного значения команды выходное напряжение триггера $u(t)$ будет иметь вид периодической последовательности биполярных импульсов. На рис. 4.32, а показан

характер искажений импульсов триггера при наличии подавлений тактовых и рабочих ИВС. Рассмотрим процесс изменения напряжения $u(t)$ за достаточно большой промежуток времени T , который складывается из отдельных периодов длительностью $T_{\text{мн}}$. Если тактовый и рабочий ИВС проходят без искажений (вероятность p_0), на выходе триггера образуется комбинация из положительного и отрицательного импульсов, длительность которых определяется значением передаваемой команды. В результате подавления ИВС на выходе триггера воз-

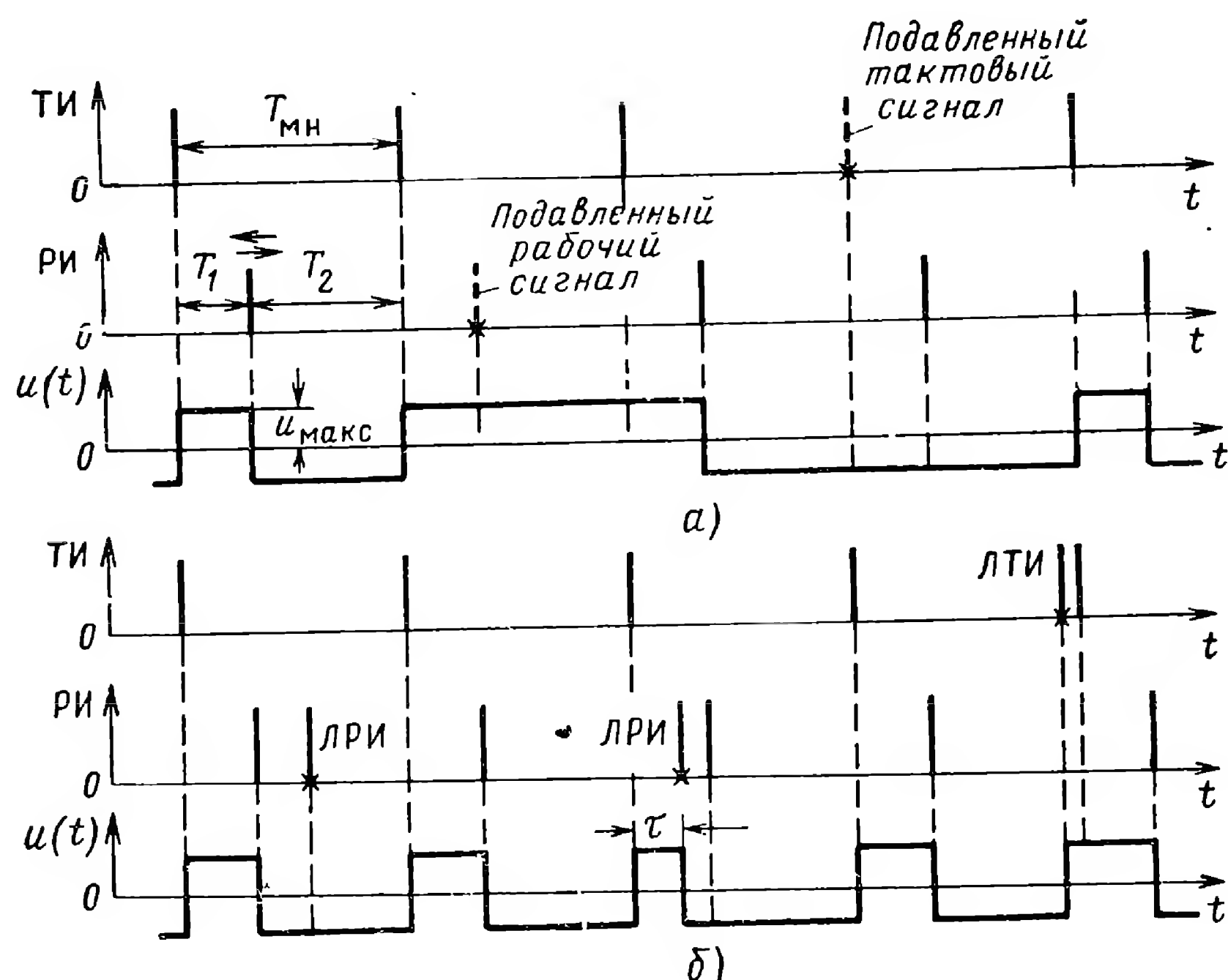


Рис. 4.32. Искажения передаваемой команды в радиолинии ВИМ(ИВС)-АМ:

а — при подавлении ИВС; б — при образовании ложных ИВС.

никают положительные (вероятность p_+) и отрицательные (вероятность p_-) импульсы длительностью, превышающей значения $T_{\text{мн}}$. Перечисленные ситуации составляют полную группу случайных событий ($p_0 + p_+ + p_- = 1$). При $T \rightarrow \infty$ выходное напряжение радиозвена вычисляется по формуле

$$u_{\text{к}} = \kappa_{\text{ф}} \frac{U_{\text{макс}}}{T_{\text{мн}}} [p_0 (T_1 - T_2) + (p_+ - p_-) T_{\text{мн}}] = \kappa'_{\text{прм}} \chi_{\text{к}} + \Delta U, \quad (4.10.31)$$

где

$$\begin{aligned} \kappa'_{\text{прм}} &= \kappa_{\text{прм}} p_0 = \kappa_{\text{прм}} (1 - p_+ - p_-); \\ \Delta U &= \kappa_{\text{прм}} (p_+ - p_-), \end{aligned}$$

причем значение $\kappa_{\text{прм}}$ определяется равенством (4.9.6 б).

Из формулы (4.10.31) следует, что при наличии подавлений ИВС зависимость $u_{\text{к}} = f(\chi_{\text{к}})$ продолжает оставаться линейной. Коэффициент передачи приемного тракта определяется наклоном прямой $u_{\text{к}} = f(\chi_{\text{к}})$, т. е. величиной $\kappa'_{\text{прм}} = \kappa_{\text{прм}} (1 - p_+ - p_-)$, причем

$\kappa'_{\text{прм}} < \kappa_{\text{прм}}$. При передаче нулевого значения команды ($\chi_k = 0$) на выходе радиозвена имеется постоянное смещение $\Delta U = \kappa_{\text{прм}}(p_+ - p_-)$.

Уменьшение коэффициента передачи приемника повышает инерционность системы управления, что приводит к возрастанию динамических ошибок. При $\kappa'_{\text{прм}} = 0$ контур управления полностью размыкается. Наличие смещения эквивалентно воздействию на контур управления постоянного напряжения помехи ΔU , источник которой подключен к выходу радиозвена.

Значения вероятностей p_+ и p_- можно выразить через вероятности подавления тактовых и рабочих ИВС $p_{\text{птс}}$ и $p_{\text{прс}}$. Если рассмотреть подавления ИВС за один произвольно выбранный период передачи длительностью $T_{\text{мн}}$ при условии, что в предыдущих периодах такие подавления отсутствуют, получим следующий результат

$$p_+ = p_{\text{прс}}(1 - p_{\text{птс}}), \quad (4.10.32a)$$

$$p_- = p_{\text{птс}}(1 - p_{\text{прс}}). \quad (4.10.32б)$$

Аналогичным образом, учитывая различные сочетания искажений ИВС в предыдущих периодах передачи, можно получить соотношения [15]:

$$p_+ = \frac{p_{\text{прс}}(1 - p_{\text{птс}})}{1 - p_{\text{птс}}p_{\text{прс}}}, \quad (4.10.33a)$$

$$p_- = \frac{p_{\text{птс}}(1 - p_{\text{прс}})}{1 - p_{\text{птс}}p_{\text{прс}}}. \quad (4.10.33б)$$

При $p_{\text{птс}} = p_{\text{прс}}$ имеем $p_+ = p_-$ и $\Delta U = 0$. Таким образом, для повышения стабильности нулевого уровня выходного напряжения радиозвена (при $\chi_k = 0$) желательно обеспечить одинаковые значения вероятностей подавления тактового и рабочего ИВС.

4. Воздействие на радиолинию ВИМ(ИВС)-АМ организованной помехи в виде хаотической последовательности импульсов (ХИП)

Основными параметрами такой помехи являются:

— амплитуда $U_{\text{пх}}$ и длительность $\tau_{\text{пх}}$ импульсов;

— среднее число импульсов $z_{\text{пх}}$ в единицу времени и плотность вероятности временных интервалов между отдельными импульсами.

Примем, что $\tau_{\text{пх}} = \tau_{\text{и}}$ и амплитуда импульсов помехи превышает порог срабатывания формирующего каскада. Отдельные импульсы помехи появляются в случайные моменты времени. Ложные ИВС образуются в том случае, когда взаимное расположение случайных импульсов помехи соответствует одному из используемых в радиолинии ИВС (ТС, РС_I или РС_{II}). Будем считать, что при образовании ложного ИВС допускается смещение отдельных импульсов помехи относительно номинального положения импульсов ИВС на величину $\pm \Delta\tau_{\Sigma}$, причем допустимые интервалы смещения импульсов полагаются одинаковыми и взаимно независимыми. Учитывая статистические свой-

ства ХИП, вероятность попадания определенного числа l импульсов помехи в произвольный временной интервал длительностью t представим законом Пуассона

$$p[l] = \frac{(z_{\text{пх}} t)^l}{l!} \exp(-z_{\text{пх}} t). \quad (4.10.34)$$

Эта формула позволяет вычислить вероятность отсутствия импульсов помехи ($l = 0$) на интервале времени t

$$p[0] = \exp(-z_{\text{пх}} t). \quad (4.10.35)$$

Положив $t = 2\Delta\tau_{\Sigma}$, определим вероятность наличия хотя бы одного импульса помехи в опасном временном интервале

$$p_{2\Delta\tau_{\Sigma}} = 1 - \exp(-z_{\text{пх}} 2\Delta\tau_{\Sigma}). \quad (4.10.36)$$

При выполнении условия $z_{\text{пх}} \Delta\tau_{\Sigma} \ll 1$ последнюю формулу можно заменить приближенным соотношением

$$p_{2\Delta\tau_{\Sigma}} \approx z_{\text{пх}} 2\Delta\tau_{\Sigma} = \frac{z_{\text{пх}} \tau_{\text{и}}}{\mu_{\text{с}}} = \frac{\kappa_{\text{пх}}}{\mu_{\text{с}}}, \quad (4.10.37)$$

где $\kappa_{\text{пх}} = z_{\text{пх}} \tau_{\text{пх}} = z_{\text{пх}} \tau_{\text{и}}$ — плотность помехи.

Любой из импульсов помехи может явиться началом ложного ИВС. Для образования ложного ИВС требуется, чтобы другие ($n_{\text{с}} - 1$) импульсов помехи возникли в пределах временных интервалов $\pm \Delta\tau_{\Sigma}$, которые определяются по отношению к первому (базовому) импульсу помехи. Следовательно, вероятность образования ложного ИВС из $n_{\text{с}}$ импульсов вычисляется по формуле

$$p_{\text{лс}} = (p_{2\Delta\tau_{\Sigma}})^{n_{\text{с}} - 1}. \quad (4.10.38)$$

При $z_{\text{пх}} \Delta\tau_{\Sigma} \ll 1$, используя соотношения (4.10.37) и (4.10.38), получаем

$$p_{\text{лс}} \approx \left(\frac{\kappa_{\text{пх}}}{\mu_{\text{с}}} \right)^{n_{\text{с}} - 1}. \quad (4.10.39)$$

Среднее число ложных ИВС, возникающих в единицу времени, находится по формуле

$$\lambda_{\text{лс}} = z_{\text{пх}} p_{\text{лс}}. \quad (4.10.40)$$

Из формулы (4.10.39) следует, что вероятность образования ложного ИВС $p_{\text{лс}}$ возрастает с увеличением плотности помехи $\kappa_{\text{пх}}$ и уменьшается при возрастании величин $\mu_{\text{с}}$ и $n_{\text{с}}$. На рис. 4.33 показан качественный характер зависимости $p_{\text{лс}}$ от $n_{\text{с}}$ при $p_{2\Delta\tau_{\Sigma}} = \text{const}$. Для сравнения на том же рисунке приведена зависимость вероятности подавления ИВС $p_{\text{пс}}$ от $n_{\text{с}}$ при $p_{\text{пх}} = \text{const}$, эта зависимость вычисляется по формуле (4.10.19).

В результате образования ложных тактовых и рабочих ИВС искажается длительность импульсов триггера (рис. 4.32, б). Оценим величину этих искажений для одноканальной КРЛ, когда рабочий ИВС может перемещаться в пределах полной длительности периода $T_{\text{мн}}$. При выборе параметров тактового и рабочего ИВС ($n_{\text{тс}}$ и $n_{\text{рс}}$) стремятся обеспечить малое значение величин $\lambda_{\text{лтс}}$ и $\lambda_{\text{лрс}}$, которые вычисляются по формуле (4.10.40). В этом случае ложные ИВС образуются сравнительно редко, поэтому вероятности отсутствия ложных тактовых и рабочих ИВС на интервале времени t , т. е. вероятности $p_{\text{от}}(t)$ и $p_{\text{ор}}(t)$, описываются экспоненциальными законами

$$p_{\text{от}}(t) = \exp(-\lambda_{\text{лтс}} t), \quad (4.10.41a)$$

$$p_{\text{ор}}(t) = \exp(-\lambda_{\text{лрс}} t). \quad (4.10.41б)$$

При выполнении условий $\lambda_{\text{лтс}} \times T_{\text{мн}} \ll 1$ и $\lambda_{\text{лрс}} T_{\text{мн}} \ll 1$ можно считать, что на интервале времени длительностью $T_{\text{мн}}$ возможно образование не более одного ложного (тактового или рабочего) ИВС. В рамках подобного допущения проведем приближенную оценку возникающих искажений. В зависимости от времени появления ложного ИВС изменяется характер воздействия этого ИВС на состояние триггера. Если ложный тактовый ИВС возникнет раньше тактового ИВС передаваемой команды, т. е. в пределах интервала T_2 , то исказится соотношение между длительностью положительных и отрицательных импульсов триггера. Учитывая (4.10.41), вероятность такого события вычисляется по формуле

$$p_{\text{т}} = 1 - p_{\text{от}}(T_2) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{лтс}} T_2) \approx \lambda_{\text{лтс}} T_2. \quad (4.10.42)$$

Появление ложного рабочего ИВС в пределах интервала T_1 вызывает аналогичные искажения, причем вероятность такого события выражается формулой

$$p_{\text{р}} = 1 - p_{\text{ор}}(T_1) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{лрс}} T_1) \approx \lambda_{\text{лрс}} T_1. \quad (4.10.43)$$

Вероятность отсутствия искажений находится по формуле

$$p_0 \approx 1 - p_{\text{т}} - p_{\text{р}} \approx 1 - \lambda_{\text{лтс}} T_2 - \lambda_{\text{лрс}} T_1. \quad (4.10.44)$$

Положение ложного ИВС, который вызывает искажение длительности импульсов триггера, внутри интервалов T_1 и T_2 является равновероятным. При большом времени наблюдения момент возникновения такого ИВС, в среднем, приходится на середины интервалов T_1 и T_2 . Соответственно средняя длительность искаженных импульсов триггера

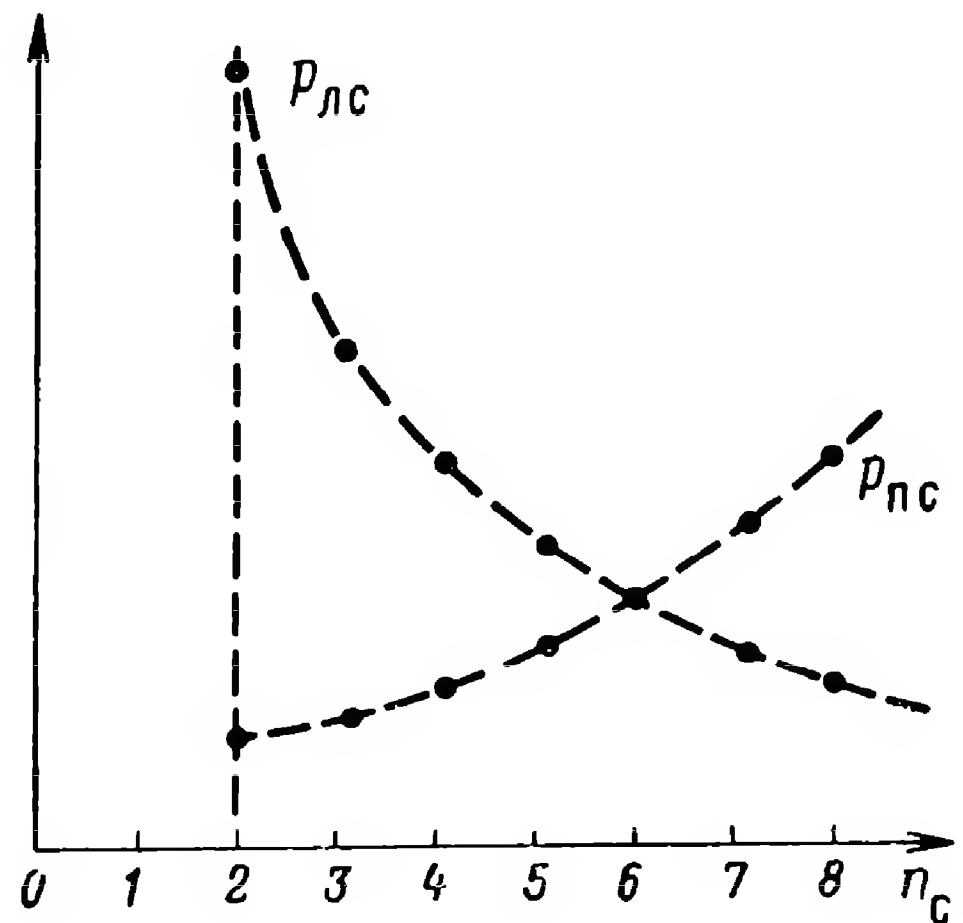


Рис. 4.33. Зависимость вероятности подавления ИВС ($p_{\text{лс}}$) и вероятности образования ложного ИВС ($p_{\text{рс}}$) от числа импульсов ИВС (n_c).

гера составляет величины $T_1/2$ и $T_2/2$. Выходное напряжение радиозвена вычисляется по формуле

$$u_K \approx \kappa_{\Phi} \frac{U_{\max}}{T_{MH}} [(1 - p_T - p_P)(T_1 - T_2) + p_T T_1 - p_P T_2] =$$

$$= \kappa_{\text{прм}} \left(\chi_K + p_T \frac{T_2}{T_{MH}} - p_P \frac{T_1}{T_{MH}} \right). \quad (4.10.45)$$

Используя соотношение (4.9.1), величины T_1/T_{MH} и T_2/T_{MH} можно выразить через коэффициент команды

$$\frac{T_1}{T_{MH}} = \frac{1 + \chi_K}{2}; \quad \frac{T_2}{T_{MH}} = \frac{1 - \chi_K}{2}. \quad (4.10.46)$$

Подстановка значений p_T (4.10.42), p_P (4.10.43), T_1/T_{MH} и T_2/T_{MH} (4.10.46) в формулу (4.10.45) дает следующий результат

$$u_K \approx \kappa_{\text{прм}} \left[\chi_K + \frac{1}{4} \lambda_{ЛТс} T_{MH} (1 - \chi_K)^2 - \frac{1}{4} \lambda_{ЛРС} T_{MH} (1 + \chi_K)^2 \right] =$$

$$= \kappa_{\text{прм}} \left\{ \frac{1}{4} T_{MH} (\lambda_{ЛТс} - \lambda_{ЛРС}) \chi_K^2 + \left[1 - \frac{1}{2} T_{MH} (\lambda_{ЛТс} + \lambda_{ЛРС}) \right] \chi_K + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{4} T_{MH} (\lambda_{ЛТс} - \lambda_{ЛРС}) \right\}. \quad (4.10.47)$$

Анализ формулы (4.10.47) показывает, что зависимость $u_K = f(\chi_K)$ носит нелинейный характер. Коэффициент передачи приемника $\kappa'_{\text{прм}}$ определяется наклоном кривой $u_K = f(\chi_K)$ при $\chi_K = 0$

$$\kappa'_{\text{прм}} = \left(\frac{du_K}{d\chi_K} \right)_{\chi_K=0} \approx \kappa_{\text{прм}} \left[1 - \frac{1}{2} T_{MH} (\lambda_{ЛТс} + \lambda_{ЛРС}) \right]. \quad (4.10.48)$$

При передаче нулевого значения команды ($\chi_K = 0$) на выходе радиозвена возникает постоянное напряжение ΔU , которое вычисляется по формуле

$$\Delta U \approx \frac{1}{4} \kappa_{\text{прм}} T_{MH} (\lambda_{ЛТс} - \lambda_{ЛРС}). \quad (4.10.49)$$

При $\lambda_{ЛТс} = \lambda_{ЛРС} = \lambda_{Лс}$ имеем $\Delta U = 0$. В этом случае формула (4.10.47) принимает вид

$$u_K \approx k_{\text{прм}} (1 - \lambda_{Лс} T_{MH}) \chi_K. \quad (4.10.50)$$

На рис. 4.34 показан примерный характер зависимости нормированного выходного напряжения радиозвена $u_K/\kappa_{\text{прм}}$ от параметра χ_K

В отсутствие искажений команды (пунктирная прямая 1) и при наличии помех, вызывающих образование ложных ИВС (кривые 2, 3, 4). Кривая 2 соответствует случаю $\lambda_{лрс} = 0$, кривая 3 построена для $\lambda_{лтс} = 0$; при $\lambda_{лтс} = \lambda_{лрс} = \lambda_{лс}$ и $\lambda_{лс} T_{мн} \ll 1$ получается приблизительно линейная зависимость (кривая 4).

Проведенное рассмотрение относится к одноканальным радиолиниям. Для двухканальных КРЛ имеет смысл уменьшать вероятность образования ложных тактовых ИВС, поскольку эти сигналы оказывают влияние на работу обоих каналов радиолинии. Кроме того, целесооб-

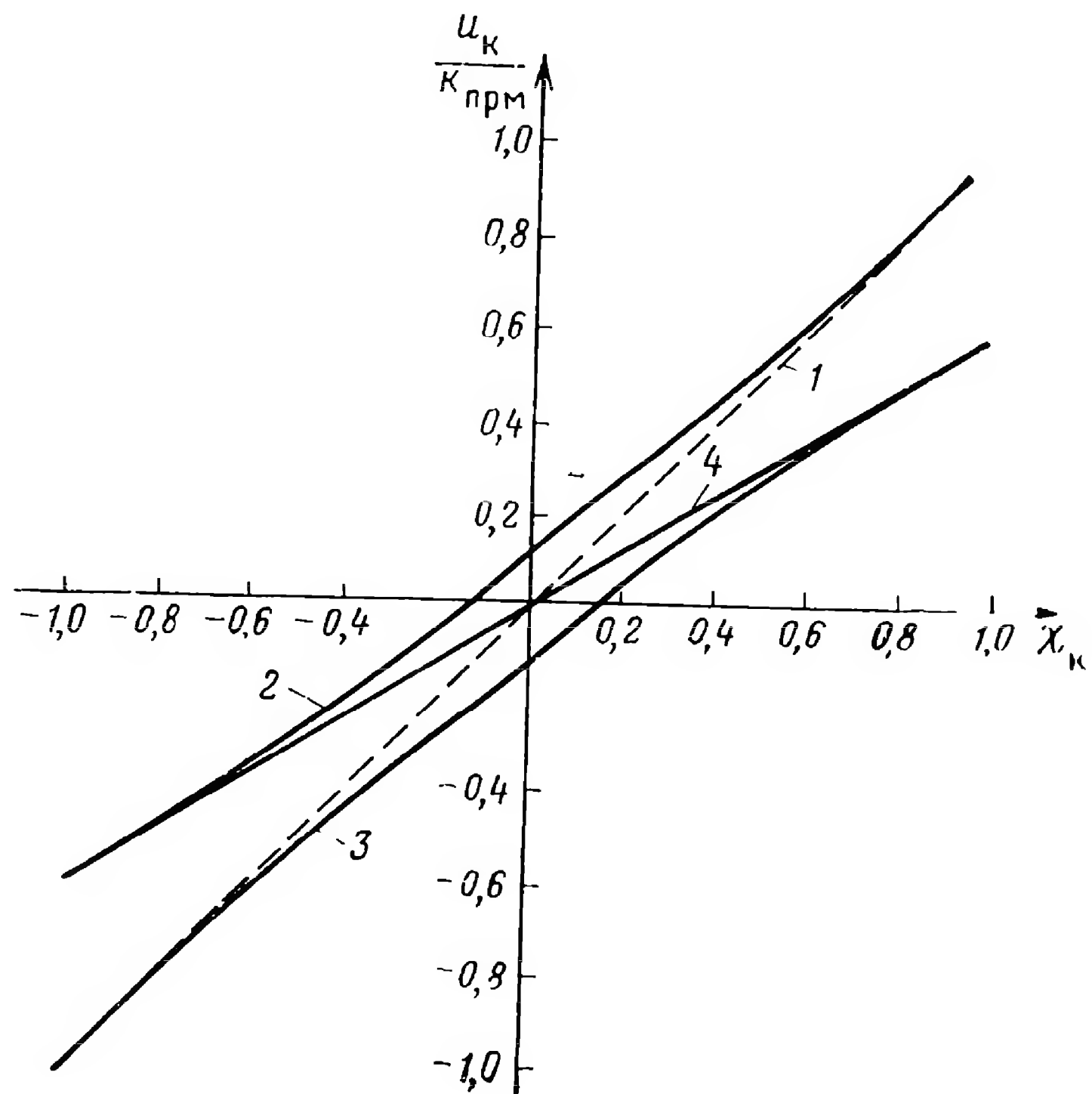


Рис. 4.34. Зависимость выходного напряжения радиозвена от параметра χ_k при воздействии ХИП на радиолинию ВИМ(ИВС)-АМ.

разно уменьшать вероятность взаимной трансформации тактовых и рабочих ИВС под действием помех путем увеличения различий между этими ИВС.

В двухканальных радиолиниях при структурно-временном уплотнении каналов возможна также трансформация рабочих ИВС, когда в результате воздействия помех на рабочий ИВС одного из каналов радиолинии происходит срабатывание дешифратора второго канала.

Трансформированный ИВС представляет собой разновидность ложного ИВС. Если этот сигнал образуется раньше рабочего ИВС, то принятая команда исказится. Временное положение трансформированного ИВС зависит от значения команды, передаваемой по другому каналу КРЛ, т. е. наблюдается взаимное влияние радиозвеньев. Для устранения подобного влияния можно применять временное уплотнение и разделение каналов с использованием стробирующих импульсов длительностью $T_{мн}/2$, причем устройство формирования временных стробов запускается тактовыми импульсами. В связи с этим в процессе работы радиолинии необходимо обеспечить малую вероятность появления искажений тактовых ИВС.

§ 4.11. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ КОМАНДНЫХ СИСТЕМ ПРИ СЛЕДЯЩЕМ УПРАВЛЕНИИ

Приступая к изучению контура командного управления, составим линеаризованную структурную схему контура в предположении малости мешающих возмущений. Эта схема (рис. 4.35) получается развертыванием обобщенной структурной схемы (рис. 1.37, а) для одного из каналов (канала курса). Поясним назначение и характеристики основных элементов схемы рис. 4.35.

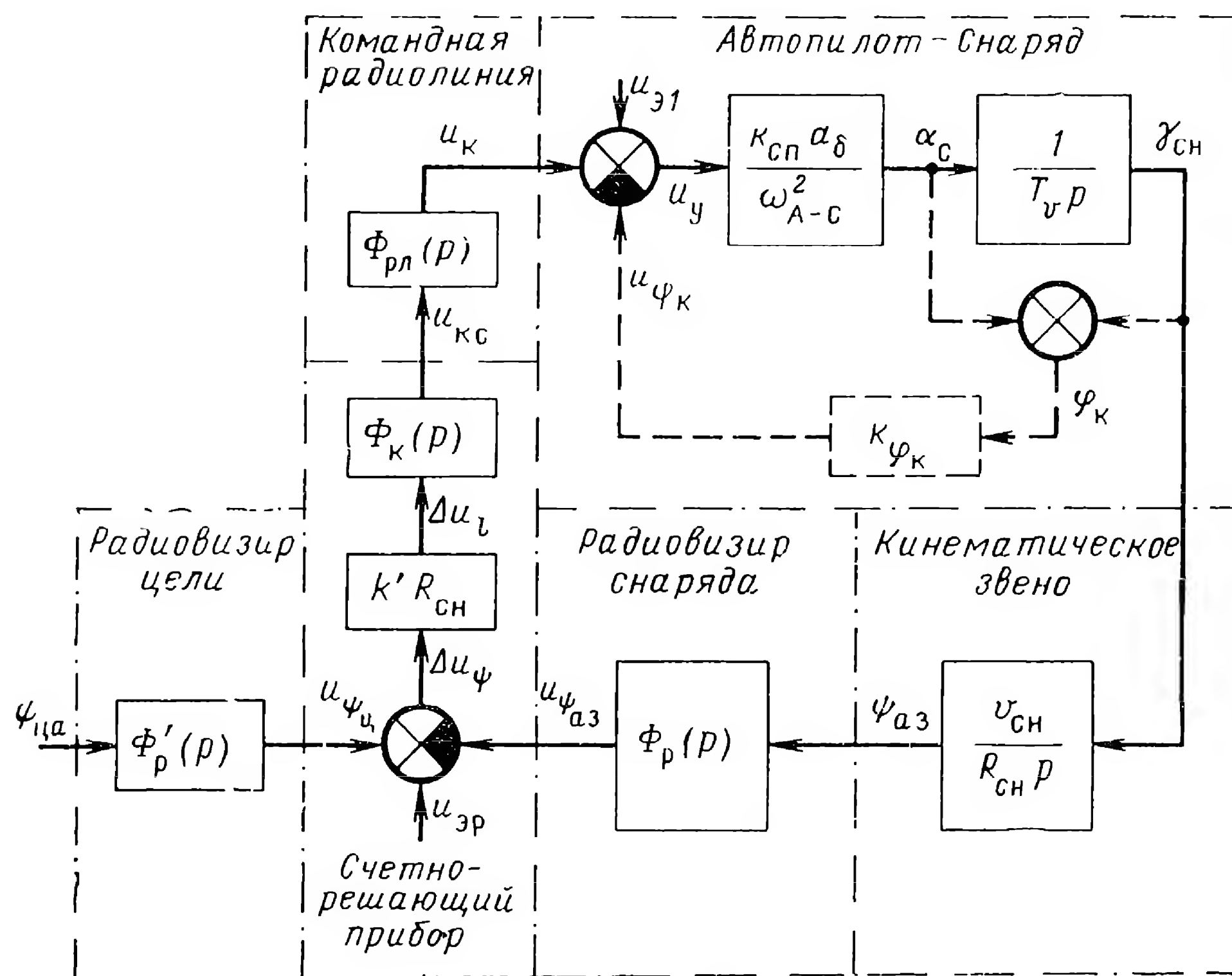


Рис. 4.35. Структурная схема КРУ-1.

Командная радиолиния обеспечивает передачу командного сообщения $u_{кс}$, выработанного счетно-решающим прибором, на вход звена Автопилот — Снаряд. В простейшем случае она может быть описана линейным радиозвеном с передаточной функцией $\Phi_{рл}(p)$, а при достаточно широкой полосе пропускания — безынерционным звеном с коэффициентом передачи $k_{рл}$. Малые помехи, действующие на радиолинию и пересчитанные на ее выход, на рис. 4.35 изображены в виде эквивалентного напряжения $u_{э1}$, которое суммируется с командным сигналом $u_{к}$. Передаточная функция радиолинии при действии малых помех не изменяется и остается такой же, как при воздействии только одного полезного сигнала. В случае воздействия сильной помехи передаточная функция радиолинии может изменяться (см. § 4.10).

Уход нуля командной радиолинии (например, из-за разбаланса демодулятора ШИМ при передаче команд методом временных интерва-

лов) на схеме рис. 4.35 отобразится постоянным за время наведения снаряда (но случайным) эквивалентным возмущающим воздействием $u_{э1} = \text{const}$. В эквивалентное воздействие $u_{э1}$ пересчитывают также случайные (постоянные и изменяющиеся) возмущения, действующие на снаряд (постоянный возмущающий аэродинамический момент M_v , ветровые нагрузки и т. д.).

Звено Автопилот — Снаряд (рис. 4.35) соответствует аналогичному звену на рис. 1.36. В этом звене жесткая обратная связь, осуществляемая с помощью позиционного гироскопического датчика (с коэффициентом передачи k_{ϕ_R}), показана пунктиром, так как она не всегда применяется.

Кинематическое звено вводится в структурную схему контура для отображения связи между выходной величиной звена Автопилот — Снаряд $\gamma_{сн}$ и входной величиной звена радиовизир снаряда $\psi_{аз}$. Найдем передаточную функцию кинематического звена при наведении снаряда методом совмещения. В качестве примера рассмотрим боковое управление крестокрылым снарядом в наклонной плоскости, причем ограничимся случаем, когда движение снаряда и цели происходит только

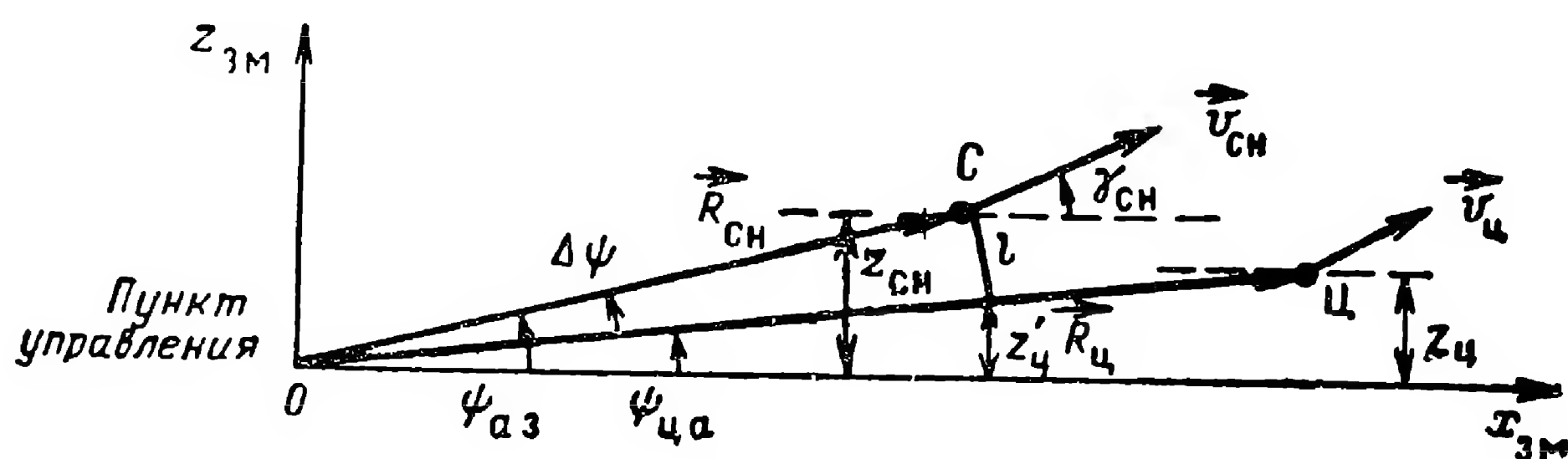


Рис. 4.36. Геометрия движения снаряда и цели при трехточечном наведении методом совмещения.

в этой плоскости. Будем полагать, что угол наклона данной плоскости к горизонтальной плоскости $Ox_{3M} z_{3M}$ достаточно мал, так что косинус этого угла можно полагать равным единице. В этих условиях рассмотрение кинематических соотношений в наклонной плоскости приближенно можно заменить рассмотрением кинематических соотношений в горизонтальной плоскости $Ox_{3M} z_{3M}$ (см. рис. 4.36).

Для простоты исследуем случай наведения снаряда вдогон, когда векторы скоростей снаряда и цели $\vec{v}_{сн}$ и $\vec{v}_{ц}$ почти параллельны, причем ось Ox_{3M} расположим так, чтобы в начале процесса наведения она совпадала с линией пересечения горизонтальной плоскости и вертикальной плоскости, проходящей через пункт управления и цель.

Это упрощает и делает более наглядными промежуточные выкладки. При сделанных предположениях имеем

$$\psi_{аз} \ll 1 \text{ и } \gamma_{сн} \ll 1.$$

Из рассмотрения рис. 4.36 получаем следующие соотношения:

$$\begin{aligned}\psi_{аз}(t) &\approx \sin \psi_{аз}(t) = \frac{z_{сн}(t)}{R_{сн}(t)}; \\ z_{сн}(t) &= \int v_{сн} \sin \gamma_{сн}(t) dt \approx v_{сн} \int \gamma_{сн}(t) dt; \\ \psi_{аз}(t) &\approx \frac{v_{сн} \int \gamma_{сн}(t) dt}{R_{сн}(t)}.\end{aligned}\quad (4.11.1)$$

Таким образом, передаточная функция кинематического звена, связывающая $\psi_{аз}$ и $\gamma_{сн}$, содержит интегрирующее звено и безынерционное звено с переменным коэффициентом усиления $1/R_{сн}(t)$. Следовательно, кинематическое звено является нестационарным.

Радиовизир снаряда будем считать выполненным в виде радиолокатора, автоматически следящего за угловыми координатами снаряда. Один из возможных принципов действия системы автоматического сопровождения по направлению основан на использовании сканирующей антенны. При отклонении снаряда от равносигнального направления на выходе радиолокационного приемника появляется сигнал ошибки. Этот сигнал приводит в движение электродвигатель, разворачивающий антенну в таком направлении, чтобы ее электрическая ось была направлена на цель. Угол поворота оси антенны преобразуется в приборный аналог азимута снаряда $u_{\psi_{аз}}$, который может быть либо аналоговой, либо цифровой величиной.

Рассмотренный радиовизир снаряда, который является системой автоматического регулирования, приближенно можно представить в виде эквивалентного колебательного или инерционного звена с передаточной функцией $\Phi_p(p)$ (рис. 4.35). Так как полоса пропускания этого звена значительно шире полосы пропускания контура управления снарядом, то в первом приближении радиовизир снаряда может быть представлен безынерционным звеном с коэффициентом передачи k_p . Аналогичным образом радиовизир цели с передаточной функцией $\Phi'_p(p)$ (рис. 4.35) может быть представлен безынерционным звеном с коэффициентом передачи k'_p .

Радиовизоры снаряда и цели измеряют азимутальные углы не точно, а с некоторыми ошибками. Наличие этих ошибок учитывается в структурной схеме рис. 4.35 введением эквивалентного возмущающего сигнала $u_{эр}$, который суммируется с приборными аналогами азимутальных углов снаряда и цели.

Счетно-решающий прибор осуществляет вычитание аналогов азимутальных углов снаряда $u_{\psi_{аз}}$ и цели $u_{\psi_{ц}}$, образуя приборный аналог разности азимутов (сигнал углового рассогласования) Δu_{ψ} . Для компенсации нестационарности кинематического звена в счетно-решающем приборе обычно производят умножение Δu_{ψ} на величину $k'R_{сн}$, пропорциональную расстоянию пункт управления — снаряд ($R_{сн}$). В результате получают сигнал линейного рассогласования Δu_l , пропорциональный линейному отклонению l снаряда от линии пункт управления — цель (рис. 4.36). Для обеспечения нужного качества регулирования в

контуре управления движением снаряда с помощью корректирующего звена с передаточной функцией $\Phi_K(p)$ в счетно-решающем приборе могут осуществляться различные линейные операции с сигналом рассогласования (введение интегралов и производных). На выходе счетно-решающего прибора формируется командное сообщение u_{KC} , поступающее на вход радиолинии.

Рассмотрение структурной схемы (рис. 4.35) показывает, что без применения корректирующего звена в счетно-решающем приборе или позиционного гироскопа в автопилоте контур командного управления является структурно-неустойчивым, так как в нем имеются два последовательно-включенных интегрирующих звена с передаточными функциями $1/T_{\nu}p$ и $v_{сн}/R_{сн}p$.

В случае применения обратной связи с помощью позиционного гироскопического датчика система Автопилот — Снаряд изображается инерционным звеном с передаточной функцией, определяемой формулой (1.4.11), а корректирующее звено в счетно-решающем приборе может отсутствовать. В первом приближении можно пренебречь инерционностью радиовизиров и командной радиолинии. Тогда структурная схема контура приводится к виду, показанному на рис. 4.37.

На этом рисунке радиовизир снаряда, счетно-решающий прибор и командная радиолиния отображены общим звеном с коэффициентом передачи $\kappa_l = \kappa_p \kappa' \kappa_{рл}$. Такое звено отражает связь между командным сигналом u_K и линейным отклонением снаряда l (в рамках принятых допущений, согласно рис. 4.36, $l \approx z_{сн} - z'_ц$, где $z'_ц \approx \psi_{ц} R_{сн}$). Для рассматриваемой схемы принято, что коэффициенты передачи радиовизиров снаряда и цели одинаковы ($\kappa'_p = \kappa_p$), а внешнее воздействие на контур из-за движения цели приближенно учитывается величиной линейного смещения $z'_ц$. Эквивалентный возмущающий сигнал, возникающий за счет ошибок радиовизиров, представим величиной $l_э$, которая определяется соотношением

$$l_э = u_{\nu p} R_{сн} / \kappa_p. \quad (4.11.2)$$

Полагая $z'_ц$ входной, а $z_{сн}$ — выходной величиной следящей системы, можно показать, что эквивалентная передаточная функция системы, изображенная на рис. 4.37, описывается колебательным звеном.

Рассмотрим общую методику расчета ошибок контура командного управления, возникающих из-за внешних воздействий. Величину ошибки будем характеризовать линейным отклонением l .

Из структурной схемы рис. 4.37 видно, что рассматриваемая система является астатической с первым порядком астатизма. Поэтому

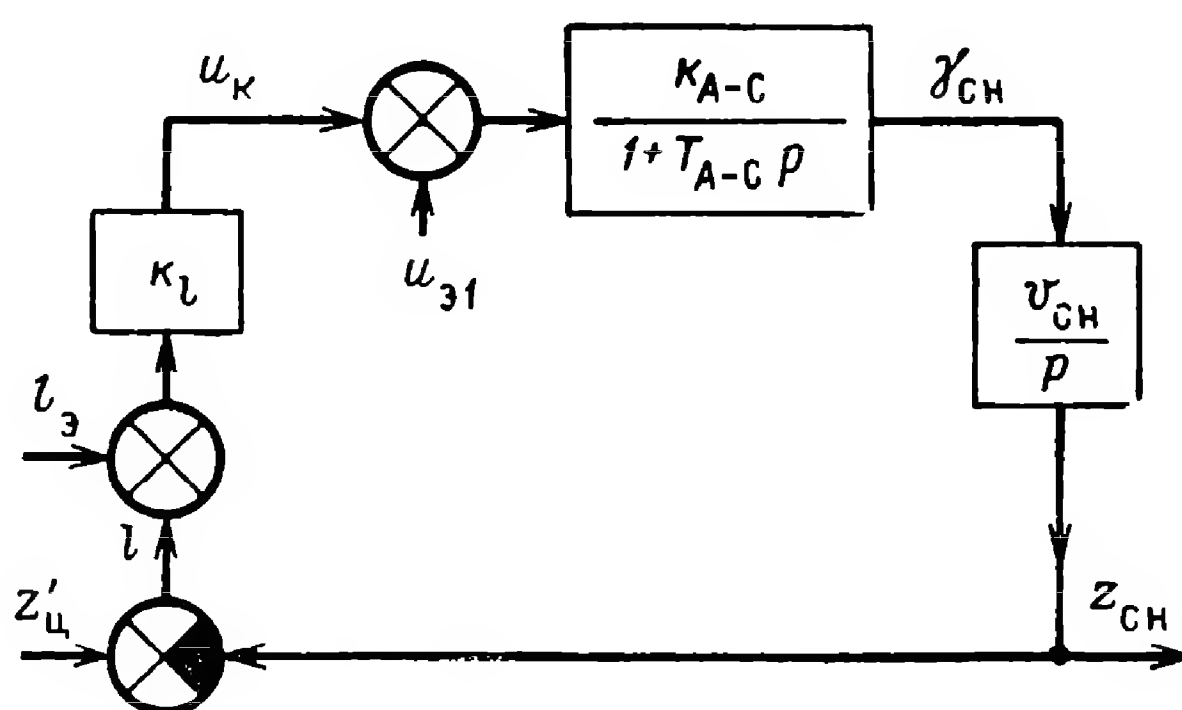


Рис. 4.37. Преобразованная структурная схема КРУ-1.

при постоянном смещении цели $z'_c = \text{const}$ имеем $l = 0$. При линейном изменении смещения цели получим постоянную установившуюся ошибку $l_{уст} = \text{const}$. Постоянная ошибка будет также вызываться постоянным возмущающим аэродинамическим моментом $M_b = \text{const}$, уходом нуля командной радиолinii и другими причинами, действие которых отображено на рис. 4.37 эквивалентным возмущающим воздействием $u_{э1} = \text{const}$. Наличие этих ошибок является недостатком рассмотренной системы управления. Для ликвидации указанных ошибок можно повысить порядок астатизма в контуре, например, путем использования корректирующего звена, которое дополнительно вычисляет интеграл сигнала рассогласования Δu_i . В этом случае передаточная функция корректирующего звена $\Phi_k(p)$ выражается формулой

$$\Phi_k(p) = 1 + \frac{1}{T_k p}. \quad (4.11.3)$$

Структурную схему контура со вторым порядком астатизма можно получить из структурной схемы (рис. 4.37) заменой звена с коэффициентом передачи k_l звеном с передаточной функцией $k_l + k_l/pT_k$.

Постоянная составляющая эквивалентного возмущающего сигнала $l_{э}$, которая возникает, например, за счет систематических ошибок радиовизиров, всегда вызывает ошибку l , что характерно для всех систем радиоуправления. Действительно, если радиовизир определил направление на цель с какой-то постоянной ошибкой, то это равноценно определению направления на фиктивную цель.

Переменные внешние воздействия обычно задаются как квазидетерминированные или как случайные функции времени. Например, управляющее внешнее воздействие z'_c часто описывается квазидетерминированной функцией времени (см. формулу 1.5.5). В результате изменений величины z'_c возникает динамическая ошибка $l(t)$. Установившаяся динамическая ошибка $l_{уст}$ рассчитывается по известной методике (см. формулу 1.5.6) с помощью коэффициентов ошибок. Для структурной схемы с астатизмом первого порядка (рис. 4.37) коэффициенты ошибок равны [3]

$$b_0 = 0; \quad b_1 = \frac{1}{k_{\Sigma 1}}; \quad b_2 = \frac{k_{\Sigma 1} T_{\Lambda-C} - 1}{k_{\Sigma 1}^2}, \quad (4.11.4)$$

где $k_{\Sigma 1} = k_l k_{\Lambda-C} v_{сн}$ — общий коэффициент усиления (добротность) системы с астатизмом первого порядка.

Для структурной схемы с астатизмом второго порядка имеем

$$b_0 = b_1 = 0; \quad b_2 = \frac{1}{k_{\Sigma 2}}; \quad b_3 = \frac{T_{\Lambda-C} - T_k}{k_{\Sigma 2}^2}, \quad (4.11.5)$$

где $k_{\Sigma 2} = \frac{k_l k_{\Lambda-C} v_{сн}}{T_k}$ — добротность системы с астатизмом второго порядка.

Из выражений (4.11.4) и (4.11.5) видно, что увеличение добротности системы приводит к снижению установившихся динамических ошибок.

Случайные внешние воздействия вызываются, например, флюктуационными ошибками радиовизиров. Наличие таких воздействий приводит к возникновению флюктуационных ошибок наведения снаряда. Методика расчета флюктуационных ошибок с помощью эквивалентной шумовой полосы контура $\Delta F_{\text{э}}$ (формула 1.5.11) обсуждалась в § 1.5.

Для контура командного управления (рис. 4.37) с астатизмом первого порядка эквивалентная полоса равна

$$\Delta F_{\text{э}1} = 0,25\kappa_{\Sigma 1}. \quad (4.11.6)$$

Для контура командного управления с астатизмом второго порядка имеем

$$\Delta F_{\text{э}2} = \frac{1 + \kappa_{\Sigma 2} T_{\text{к}}^2}{4(T_{\text{к}} - T_{\text{А-С}})}. \quad (4.11.7)$$

Выражения (4.11.6) и (4.11.7) показывают, что увеличение добротности $\kappa_{\Sigma 1}$ и $\kappa_{\Sigma 2}$ контуров регулирования приводит к увеличению шумовой полосы и, следовательно, к росту флюктуационной ошибки. Однако при этом снижается установившаяся динамическая ошибка. Следовательно, добротность контура необходимо выбирать с учетом компромисса между величинами динамических и флюктуационных ошибок. Сравнивая выражения для этих ошибок в контурах командного управления с астатизмом первого и второго порядков, можно сделать вывод, что повышение порядка астатизма контура позволяет снизить установившуюся динамическую ошибку при той же флюктуационной или снизить ошибки обоих видов. С этой точки зрения кажется выгодным переходить к системам с более высоким порядком астатизма. Однако на практике редко применяют контуры управления с астатизмом выше второго порядка, что объясняется следующими причинами. При наведении снаряда на маневрирующую цель, особенно в конце процесса наведения, существенное значение имеют неустоявшиеся динамические ошибки, вызванные переходным процессом в контуре из-за маневра цели. Величина этих ошибок не убывает с увеличением порядка астатизма контура и определяется, в основном, шумовой полосой $\Delta F_{\text{э}}$. Кроме того, как ранее отмечалось, увеличение порядка астатизма контура не снижает постоянную ошибку l , вызванную систематическими ошибками радиовизиров. Таким образом, повышать порядок астатизма контура целесообразно до тех пор, пока установившаяся динамическая ошибка не станет значительно меньше других ошибок. Дальнейшее повышение порядка астатизма практически не увеличивает общую точность, но ведет к усложнению системы и затрудняет обеспечение устойчивости контура.

РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЕ

§ 5.1. СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЯ

Основным, наиболее общим признаком, характеризующим радиотеленаведение, является наличие определенной пространственной структуры электромагнитного поля, создаваемого передающими устройствами пунктов управления. При этом некоторый параметр поля χ оказывается функционально связанным с координатами соответствующей точки пространства $\chi(x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi})$, где $x_{\Pi}, y_{\Pi}, z_{\Pi}$ — система координат, связанная с пунктом управления. Бортовая аппаратура, находящаяся на снаряде, способна измерять параметр электромагнитного поля χ и таким образом определять свое фактическое положение относительно пункта управления. Сравнивая фактические координаты с заданными, можно вырабатывать командный сигнал. Во многих системах радиотеленаведения параметр поля χ сохраняет постоянное значение вдоль некоторой линии (например, прямой) или поверхности (в частном случае плоскости). Система управления удерживает снаряд на этой линии (или поверхности). Соответственно различают системы наведения в пространстве и системы наведения в плоскости.

Управляя излучением передатчика на пункте управления, можно изменять структуру поля и соответственно менять направление линии (или поверхности), вдоль которой происходит наведение. Таким путем можно осуществлять радиотеленаведение по произвольной траектории, изменяющейся в процессе наведения в соответствии с относительным движением пункта управления и цели.

В некоторых системах радиотеленаведения на земле устанавливаются опорные пункты, снабженные ретрансляторами, которые переизлучают сигналы бортового передатчика либо сигналы наземного пункта управления. Такие системы создают на поверхности Земли сетку линий положения, вдоль которых осуществляется наведение. Форма линий положения зависит от числа и расположения опорных пунктов. Так, например, один опорный пункт с ретранслятором задает линию положения в виде окружности. Летательный аппарат, на котором имеется радиодальномерное устройство и система управления, реагирующая на рассогласование по дальности, будет двигаться по окружности заданного радиуса, в центре которой находится опорный пункт. Два опорных пункта с синхронным излучением радиосигналов задают линии положения в виде семейства гипербол. В бортовом приемном устройстве определяется разность моментов прихода сигналов из первого и второго пунктов. Фиксируя эту разность, выбирают гиперболу, по которой происходит наведение. В частном случае, когда

устанавливается разность, равная нулю, такая система обеспечивает наведение в плоскости. Изменяя задержку сигнала в ретрансляторе опорного пункта, можно, смещая линии положения, наводить ЛА на выбранную цель.

Принцип действия и структура радиотехнических средств системы теленаведения определяются прежде всего используемым параметром поля: амплитудой, временным запаздыванием, фазой, частотой. В соответствии с этим различают амплитудные, временные, фазовые и частотные системы.

В амплитудных системах в зависимости от изменения координат точки приема меняется глубина амплитудной модуляции принятого сигнала и, следовательно, в качестве параметра поля можно взять коэффициент амплитудной модуляции $m_{\text{ам}}$. Наведение осуществляется вдоль равносигнальной зоны — прямой или плоскости, на которой глубина модуляции равна нулю.

Во временных системах положение снаряда определяется по запаздыванию ретранслированного сигнала или по разности запаздывания сигналов, синхронно излучаемых с разнесенных пунктов управления. В фазовых системах измеряется разность фаз гармонических колебаний, непрерывно излучаемых с опорных пунктов.

§ 5.2. СИСТЕМА НАВЕДЕНИЯ ПО РАДИОЛУЧУ

1. Состав аппаратуры и принцип действия

Характерным примером системы пространственного радиотеленаведения, в которой используется амплитудная модуляция, является система наведения по радиолучу [6, 10, 11].

Система наведения по радиолучу обеспечивает движение снаряда в равносигнальной зоне, представляющей собой в пространстве прямую линию, вдоль которой в принимаемом сигнале отсутствует амплитудная модуляция. При отклонении снаряда от равносигнальной зоны возникает модуляция. Амплитудно-модулированное колебание преобразуется в командный сигнал, из которого затем формируется управляющее воздействие на органы управления. Равносигнальная зона — радиолуч создается передающим устройством на пункте управления. В зависимости от применяемого метода наведения радиолуч может быть направлен на цель (наведение методом совмещения) или в упрежденную точку (гл. 1).

Рассмотрим работу системы наведения снаряда по радиолучу (рис. 5.1).

В состав аппаратуры пункта управления системы радиотеленаведения здесь входят устройство формирования луча (УФЛ) и счетно-решающий прибор (СРП), который вычисляет необходимое направление радиолуча (вектор $\vec{R}_{\text{л}}$ с угловыми координатами $\psi_{\text{л а}}$; $\theta_{\text{л}}$).

Счетно-решающий прибор формирует управляющие сигналы $u_{\psi_{\text{л а}}}$ и $u_{\theta_{\text{л}}}$. Воздействие этих сигналов на следящую систему, управляющую положением радиолуча в пространстве, изменяет угловые координаты $\psi_{\text{л}}$; $\theta_{\text{л}}$ и обеспечивает непрерывное наведение радиолуча $x_{\text{л}}$ в нуж-

ном направлении, т. е. совмещение радиус-вектора $\vec{x}_л$ с радиус-вектором $\vec{R}_ц$. Вообще говоря, совмещение $\vec{x}_л$ с $\vec{R}_ц$ осуществляется с некоторой ошибкой $\Delta\Phi_{лц}$, которая показана на рис. 5.1.

Для образования равносигнальной зоны в устройстве формирования луча применяется антенна со сканирующей (вращающейся) диаграммой направленности (частота сканирования луча $\Omega_л$). С этой

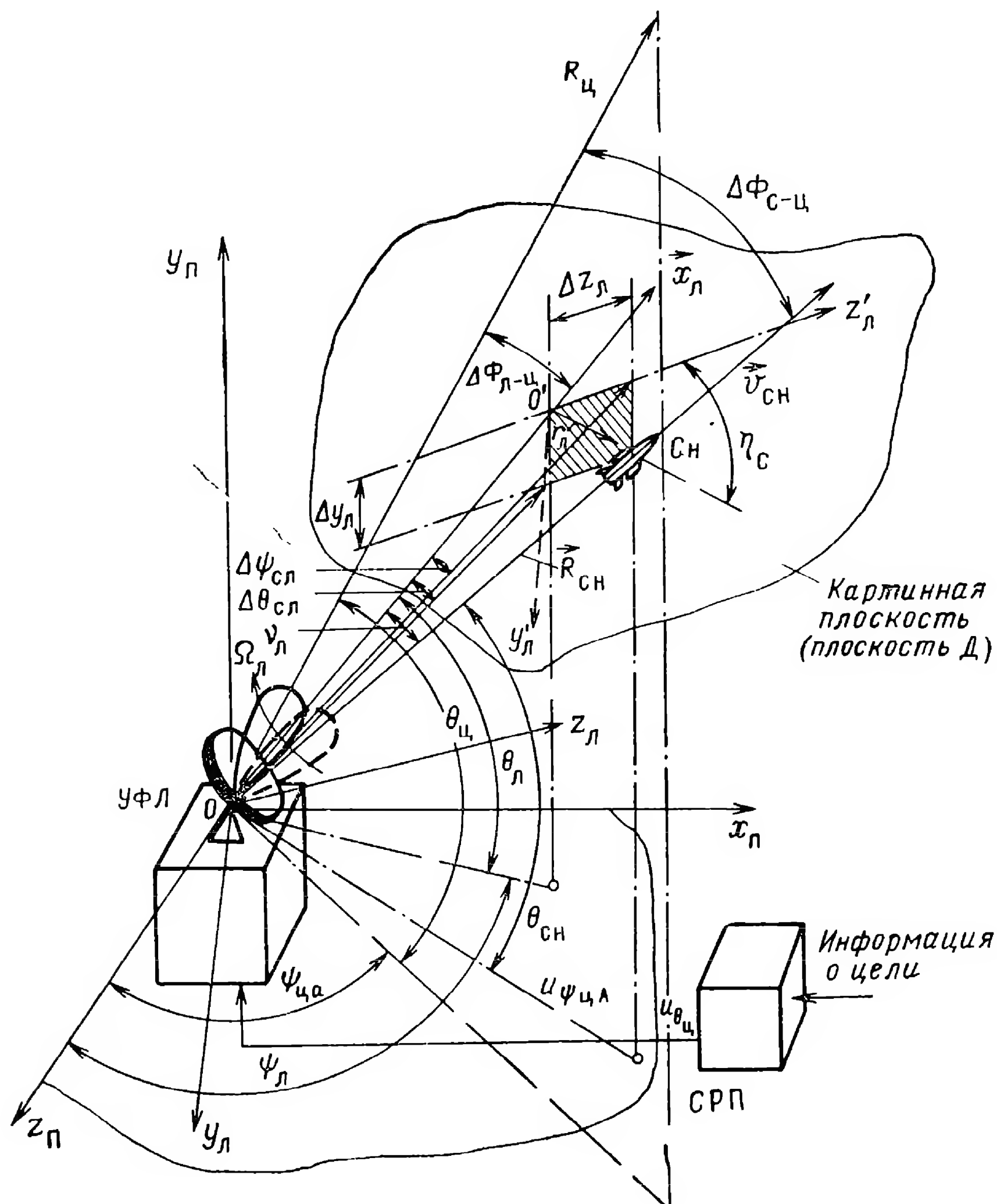


Рис. 5.1. Система наведения снаряда по радиолучу.

антенной связана система координат $O x_л y_л z_л$, причем направление равносигнальной зоны радиолуча совпадает с осью $x_л$.

В устройстве формирования луча передатчик генерирует периодические радиоимпульсы с постоянными амплитудой и длительностью. При отклонении управляемого снаряда (СН на рис. 5.1) от равносигнальной зоны импульсы, поступающие на вход бортового приемника, оказываются промодулированными по амплитуде, так как в каждый момент времени уровень принимаемого сигнала зависит от того, в каком положении в этот момент находится сканирующая диаграмма антенны устройства формирования луча. Частота модуляции равна час-

тоте сканирования диаграммы направленности $\Omega_{\text{л}}$. Глубина амплитудной модуляции $m_{\text{АМ}}$ несет информацию об абсолютной величине отклонения снаряда от равносигнальной зоны (угол $\nu_{\text{л}}$ на рис. 5.1). Фаза модулирующей функции содержит сведения о направлении отклонения в картинной плоскости D (угол $\eta_{\text{с}}$).

При малых угловых отклонениях от равносигнальной зоны ($\nu_{\text{л}} \ll 1$) глубина амплитудной модуляции сигнала на входе бортового радиоприемного устройства оказывается пропорциональной величине этих отклонений и определяется соотношением

$$m_{\text{АМ}} \simeq \mu_{\text{л}} \nu_{\text{л}} \simeq \mu_{\text{л}} \frac{|\vec{r}_{\text{л}}|}{|\vec{R}_{\text{сн}}|}. \quad (5.2.1)$$

Значение коэффициента $\mu_{\text{л}}$ зависит от формы диаграммы направленности передающей антенны в УФЛ. Будем называть этот коэффициент угловой чувствительностью антенны УФЛ.

Разлагая угол $\nu_{\text{л}}$ на две ортогональные составляющие $\Delta\theta_{\text{сл}}$, $\Delta\psi_{\text{сл}}$ ($\Delta\theta_{\text{сл}}$ — лежит в вертикальной плоскости, рис. 5.1), имеем

$$\Delta\theta_{\text{сл}} \simeq \frac{\Delta y_{\text{л}}}{R_{\text{сн}}} = \frac{r_{\text{л}} \sin \eta_{\text{с}}}{R_{\text{сн}}}; \quad (5.2.2a)$$

$$\Delta\psi_{\text{сл}} \simeq \frac{\Delta z_{\text{л}}}{R_{\text{сн}}} \simeq \frac{r_{\text{л}} \cos \eta_{\text{с}}}{R_{\text{сн}}}. \quad (5.2.2б)$$

Фаза амплитудной модуляции равна углу $\eta_{\text{с}}$ и находится из соотношения

$$\text{tg } \eta_{\text{с}} = \frac{\Delta y_{\text{л}}}{\Delta z_{\text{л}}}. \quad (5.2.3)$$

После выделения в радиоприемном устройстве огибающей получим сигнал рассогласования (сигнал ошибки) в виде гармонического колебания, амплитуда и фаза которого определяют положение снаряда в полярной системе координат ($|\vec{r}_{\text{л}}|$, $\eta_{\text{с}}$). Этот сигнал используется для формирования командного сигнала.

Геометрические соотношения в плоскости D (на рис. 5.1 плоскости $O' y'_{\text{л}} z'_{\text{л}}$, нормальной к оси $x_{\text{л}}$ и проходящей через точку расположения снаряда), показаны на рис. 5.2. На этом рисунке положение снаряда соответствует точке C . Ось $x_{\text{л}}$ пересекает плоскость D в точке O' .

Будем считать, что управление движением центра масс снаряда происходит по декартовой схеме (см. гл. 1). Для управления снарядом необходимо выработать две команды, определяющие составляющие поперечного ускорения по тангажу (ω_y) и курсу (ω_z).

Ограничимся рассмотрением случая, показанного на рис. 5.2, когда в течение всего процесса наведения сохраняется параллельность

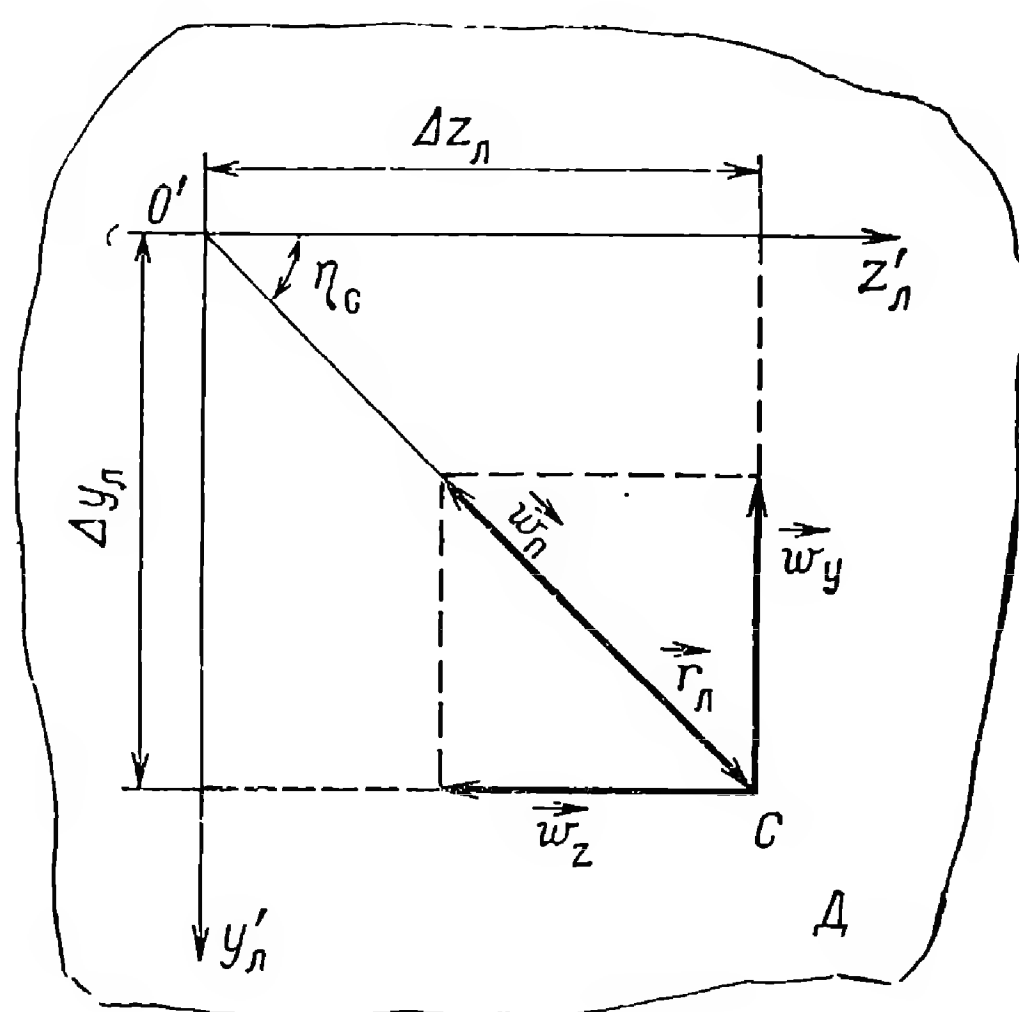


Рис. 5.2. Геометрические соотношения в картинной плоскости (плоскости D).

командной ($O' y'_{\text{л}} z'_{\text{л}}$) и исполнительной ($C \omega_y \omega_z$) систем координат (скручивание систем координат отсутствует).

Составляющие командного сигнала u_{ky} ; u_{kz} должны быть пропорциональны (коэффициенты пропорциональности κ_y , κ_z) соответствующим отклонениям ($\Delta y_{\text{л}}$, $\Delta z_{\text{л}}$), следовательно, их можно получить из сигнала рассогласования, согласно следующим равенствам:

$$u_{ky} = \kappa_y \Delta y_{\text{л}} = \kappa_{\text{п}y} m_{\text{АМ}} \sin \eta_{\text{с}}; \quad (5.2.4a)$$

$$u_{kz} = \kappa_z \Delta z_{\text{л}} = \kappa_{\text{п}z} m_{\text{АМ}} \cos \eta_{\text{с}}, \quad (5.2.4б)$$

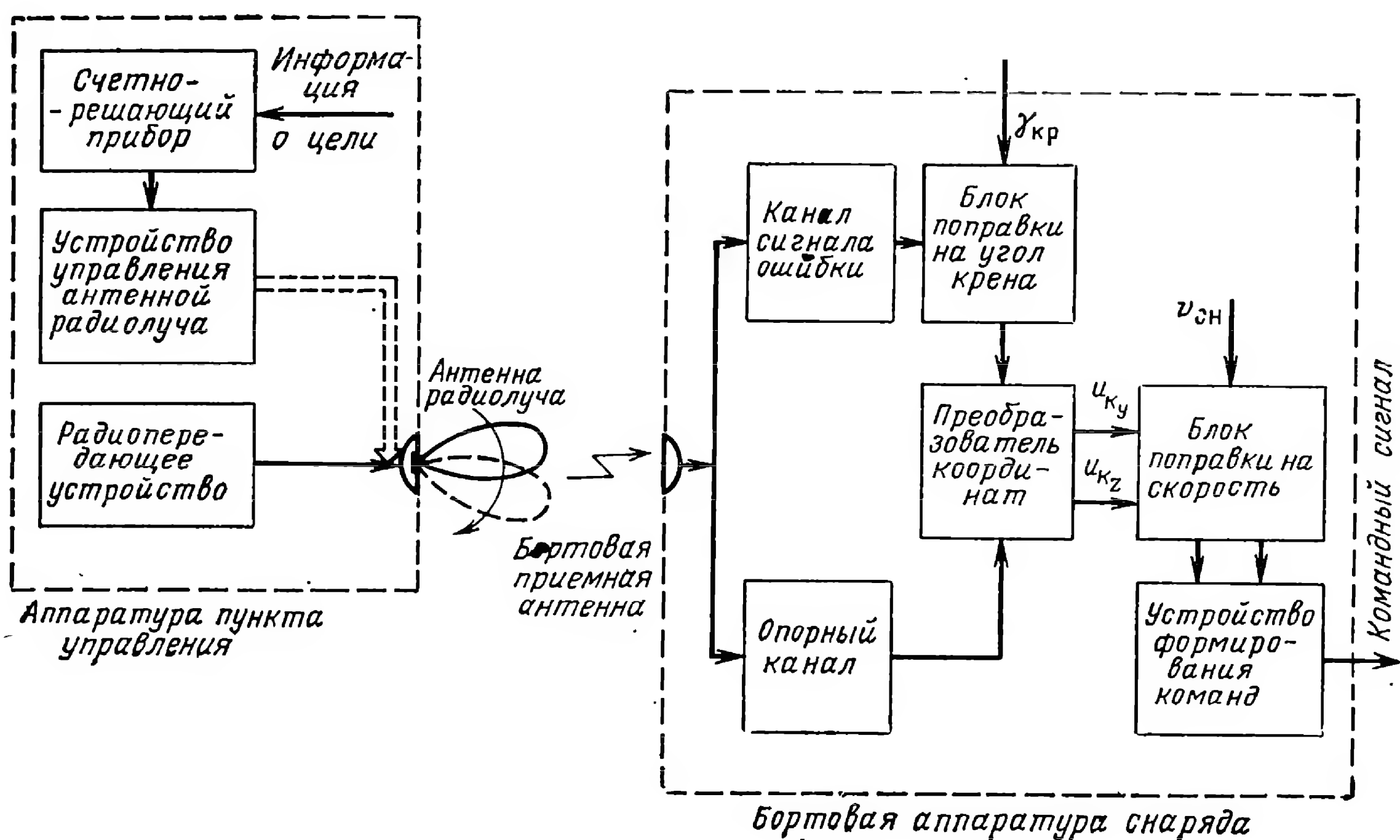


Рис. 5.3. Функциональная схема системы радиотеленавещения по лучу.

где $\kappa_{\text{п}y}$, $\kappa_{\text{п}z}$ — коэффициенты передачи радиоприемного устройства соответственно по каналу тангажа и по каналу курса (эти коэффициенты имеют размерность вольт). В этом случае поперечное ускорение $\omega_{\text{п}}$ будет направлено вдоль вектора $\vec{r}_{\text{л}}$ и линейно связано с величиной отклонения $|\vec{r}_{\text{л}}|$ (если снаряд рассматривать как линейное звено). Устройство, вырабатывающее составляющие командного сигнала (5.2.4), может быть названо преобразователем координат (из полярной системы $r_{\text{л}}$, $\eta_{\text{с}}$) в декартовую $\Delta y_{\text{л}}$; $\Delta z_{\text{л}}$).

Функциональная схема системы радиотеленавещения по радиолучу приведена на рис. 5.3. Счетно-решающий прибор, входящий в аппаратуру пункта управления, получает информацию о цели от радиовизиров и вырабатывает сигналы управления антенной радиолуча в соответствии с принятым методом наведения. Радиопередающее устройство генерирует импульсы, которые затем излучаются антенной со сканирующей диаграммой направленности. Эти импульсы предварительно модулируются в самом передатчике опорным напряжением

с частотой Ω_d , которое необходимо передать на снаряд, чтобы относительно него измерять фазу модуляции, возникающей при отклонении снаряда от равносигнальной зоны.

В некоторых системах вся аппаратура пункта управления представляет собой единый радиолокатор с автоматическим сопровождением цели. По лучу этого радиолокатора снаряд и наводится на цель.

Сигнал, поступающий на вход бортового приемного устройства, разделяется на два канала — канал сигнала ошибки и опорный канал. В первом выделяется сигнал рассогласования, характеризующий отклонение снаряда; во втором — опорное напряжение, фаза которого связана с начальной фазой вращающейся антенны УФЛ. В преобразователе координат вырабатываются два напряжения $u_{k\theta}$, $u_{k\psi}$, пропорциональные соответствующим углам $\Delta\theta_{сл}$ и $\Delta\psi_{сл}$. Эти напряжения умножаются на переменный коэффициент, пропорциональный дальности ($R_{сн}$), в результате чего получаются составляющие командного сигнала u_{ky} , u_{kz} . На схеме показаны также некоторые блоки автопилота, участвующие в окончательном формировании командного сигнала. Сюда относятся счетно-решающие устройства, формирующие поправки к командному сигналу на угол крена, учитывающие увеличение эффективности рулей с ростом скорости снаряда [20, 48] и устройство формирования команд, куда входит интегро-дифференциальный преобразователь (см. гл. 1.).

2. Особенности управления на стартовом участке

Задачей управления на стартовом участке, т. е. на участке выведения на траекторию (гл. 1), является обеспечение ввода снаряда в зону радиолуча, после чего снаряд будет управляться системой радиотеленаведения, рассмотренной в предыдущем разделе. При этом необходимо, чтобы ввод снаряда произошел при заданных начальных условиях и по истечении определенного времени с момента старта.

Начальные условия определяются ошибками прицеливания: линейным отклонением снаряда от равносигнальной зоны в момент перехода к радиотеленаведению, а также скоростью и ускорением, характеризующими движение снаряда по отношению к радиолучу в этот момент. Вследствие ошибок прицеливания в момент перехода к радиотеленаведению возникает переходный процесс. Длительность этого процесса определяет минимально допустимую дальность наведения, так как переходный процесс вызывает дополнительные ошибки. Если снаряд подойдет к лучу со слишком большой скоростью под большим углом к оси x_d , он может «проскочить» зону, в которой возможно управление, и снаряд будет потерян.

Облегчение управления на стартовом участке достигается применением комбинации «широкого» и «узкого» радиолучей [22, 50]. Для обеспечения надежного ввода снаряда диаграмма направленности сканирующей антенны выбирается широкой (до $25\text{—}50^\circ$), исходя из достижимой точности прицеливания (рис. 5.4). После того, как снаряд войдет в равносигнальную зону и захватится широким лучом, на борту снаряда произойдет переключение и дальнейшее управление

будет вестись по «узкому» радиолучу. При этом приемник будет принимать излучение сканирующей антенны со значительно более узкой диаграммой направленности (около 3°), что обеспечивает повышение точности наведения. Практически для получения широкой и узкой диаграмм направленности может применяться антенна с двумя вибраторами, работающими на разных частотах [48].

При управлении по радиолучу специфическим является требование исключения опасности потери снаряда из-за его захвата ложными

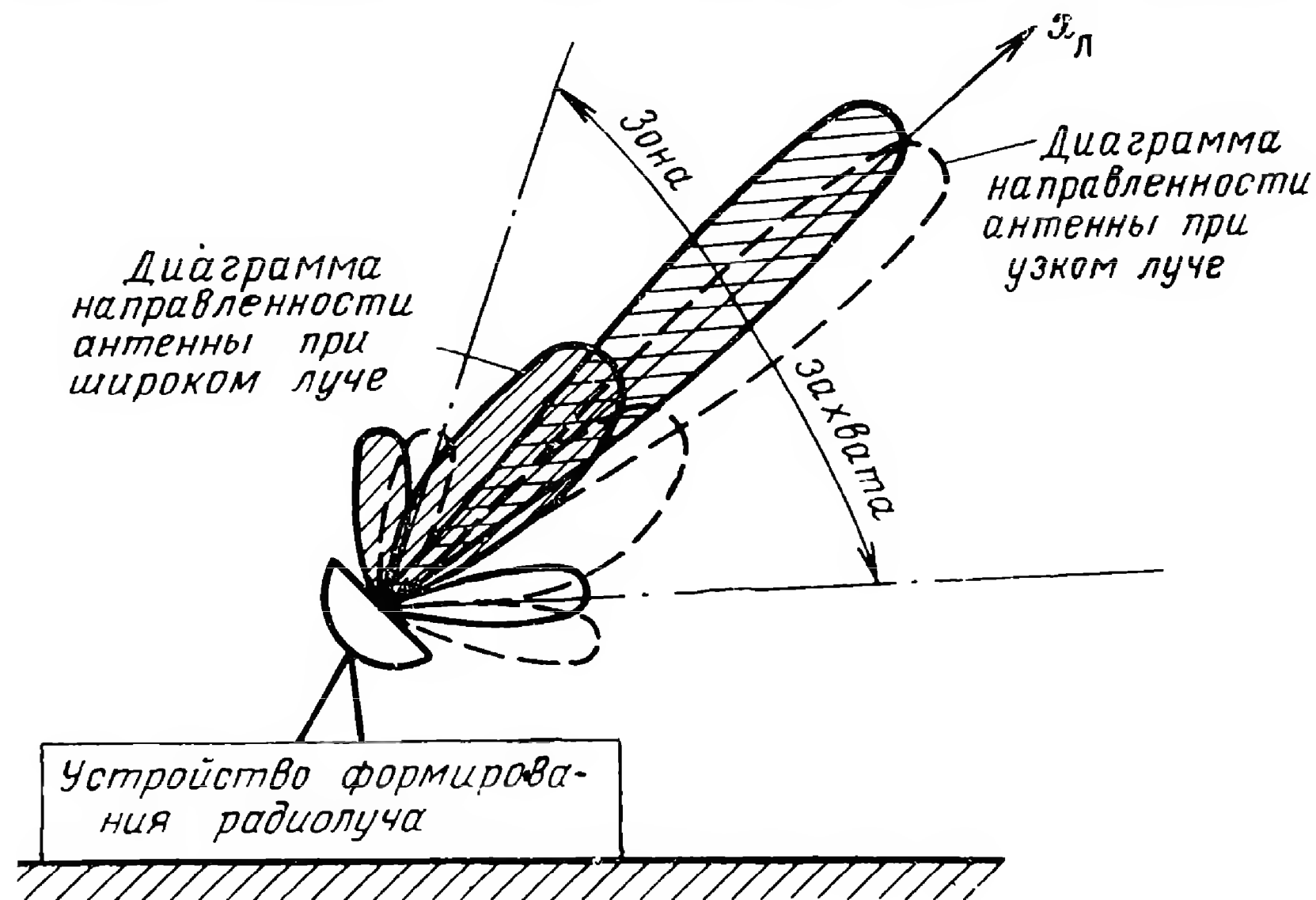


Рис. 5.4. Диаграммы направленности антенны устройства формирования луча при «широком» и «узком» радиолучах.

равносигнальными зонами. Ложные зоны возникают из-за наличия боковых лепестков в диаграмме направленности антенны устройства формирования луча. Система радиотеленаведения по радиолучу должна начинать свою работу тогда, когда снаряд выйдет из зоны боковых лепестков.

3. Структурная схема контура управления

Рассматриваемая система наведения имеет два аналогичных контура управления — по тангажу и по курсу. Рассмотрим более подробно работу одного из контуров — контура тангажа. Управление по тангажу осуществляется в вертикальной плоскости, проходящей через ось x_l . Фактическое значение угла места снаряда $\theta_{сн}$, вообще говоря, отличается от угла места радиолуча θ_l . Разница между этими углами $\Delta\theta_{сл}$ (рис. 5.1) является ошибкой управления по тангажу. Структурная схема контура управления показана на рис. 5.5. Ошибка управления $\Delta\theta_{сл}$ преобразуется устройством формирования луча в величину $m_{AM} \sin \eta_c$. Из соотношений (5.2.1) и (5.2.2 а) следует

$$m_{AM} \sin \eta_c = \mu_l \Delta\theta_{сл}. \quad (5.2.5)$$

Поэтому можно считать, что устройство формирования луча отображается в структурной схеме звеном с коэффициентом передачи μ_l . Безы-

нерционная часть радиоприемного устройства, включающая в себя канал сигнала ошибки и часть преобразователя координат, отображается звеном с коэффициентом передачи $k_{п\theta}$. На ее выходе появляется сигнал $u'_{к\theta}$, который фильтруется в фильтре нижних частот (передаточная функция $\Phi_{\Phi}(p)$). Далее сигнал поступает на звено с переменным усилением $k'R_{сн}$ — потенциометр дальности и затем в автопилот на звено с передаточной функцией $\Phi_{к}(p)$, соответствующее устройству формирования команд. Действие команды тангажа u_T вызывает изменение направления вектора скорости $\gamma'_{сн}$. Эта связь учитывается звеном Автопилот—Снаряд с передаточной функцией $\Phi_{А-С}(p)$ (гл. 1). Изменение $\gamma'_{сн}$ через кинематическое звено $\Phi_{кн\theta}(p)$ обуславливает изменение угла места снаряда (см. гл. 4). Таким образом, контур управления замыкается.

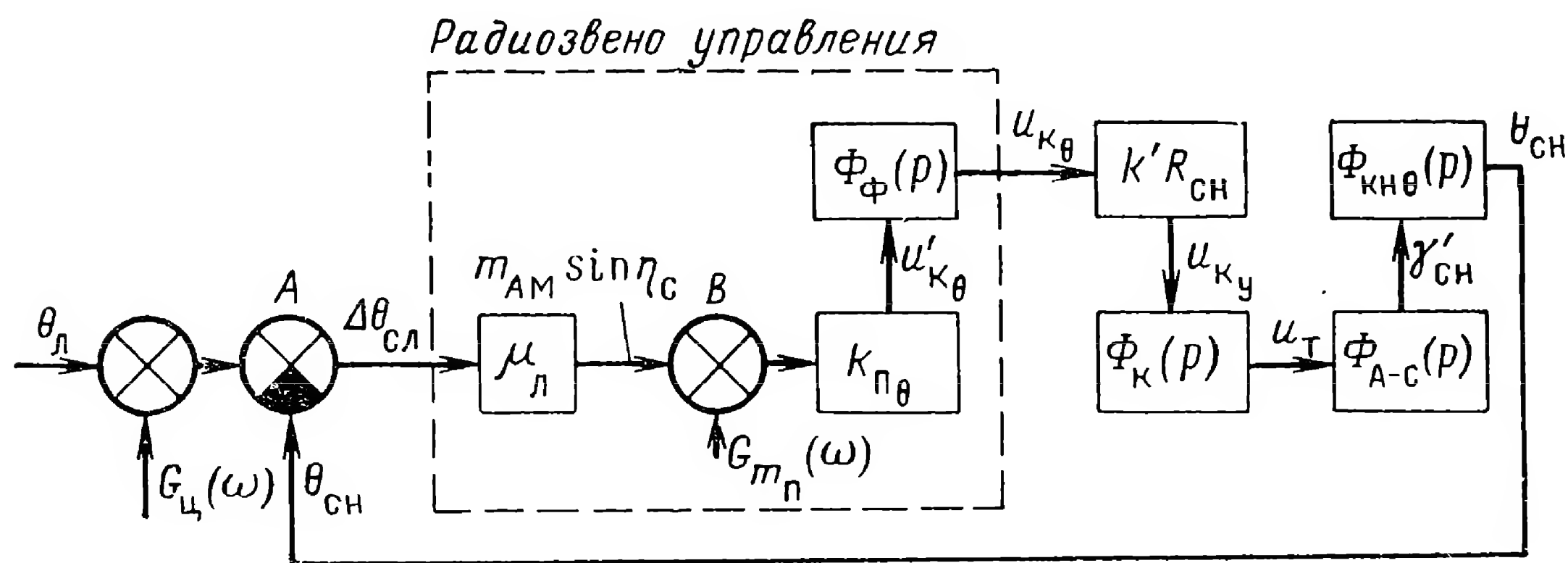


Рис. 5.5. Структурная схема системы наведения по радиолучу (контур тангажа).

На структурной схеме (рис. 5.5) отмечены точки приложения основных возмущений, связанных с действием помех через радиозвенья. Эти возмущения будут причиной появления ошибки наведения, которую определим как разницу $\Delta\Phi_{с-ц}$ между направлением векторов $\vec{R}_{сн}$ и $\vec{R}_{ц}$ (рис. 5.1). Контур управления по тангажу определяет проекцию ошибки наведения на вертикальную плоскость ($\theta_{ц} - \theta_{сн}$).

Ошибка наведения складывается из двух основных составляющих: ошибки управления по радиолучу ($\Delta\theta_{сл}$) и ошибки наведения радиолуча ($\theta_{ц} - \theta_{л}$). Рассматривая возмущения, действующие на контур как стационарные случайные процессы, можно оценивать ошибку наведения по величине дисперсии флуктуаций угла $\theta_{сн}$. В первом приближении, полагая контур управления линейным с постоянными параметрами (см. гл. 1 § 1.5) и учитывая, что практически ширина спектра возмущений значительно больше полосы пропускания контура управления, получаем

$$\sigma_{\theta_{сн}}^{(A)} = \sqrt{G_{ц}(0) \Delta F_{\theta}}, \quad (5.2.6)$$

$$\sigma_{\theta_{сн}}^{(B)} = \frac{1}{\mu_{л}} \sqrt{G_{m_{п}}(0) \Delta F_{\theta}}, \quad (5.2.7)$$

где $\sigma_{\theta_{\text{сн}}}^{(A)}$; $\sigma_{\theta_{\text{сн}}}^{(B)}$ — среднеквадратические отклонения угла места снаряда из-за возмущений, приложенных в точках A и B соответственно; $\Delta F_{\text{э0}}$ — эквивалентная шумовая полоса контура управления (по тангажу).

§ 5.3. РАДИОЛИНИЯ УПРАВЛЕНИЯ ПО РАДИОЛУЧУ

1. Функциональная схема радиолинии

Радиолиния управления включает в себя: канал сигнала ошибки и канал передачи опорного напряжения.

В рассматриваемом случае в канале сигнала ошибки имеется модуляция АИМ-АМ. Для передачи опорного напряжения также используется импульсная поднесущая. При этом в моменты, соответствующие нулям опорной синусоиды, на снаряд передаются опорные (тактовые) импульсы [49].

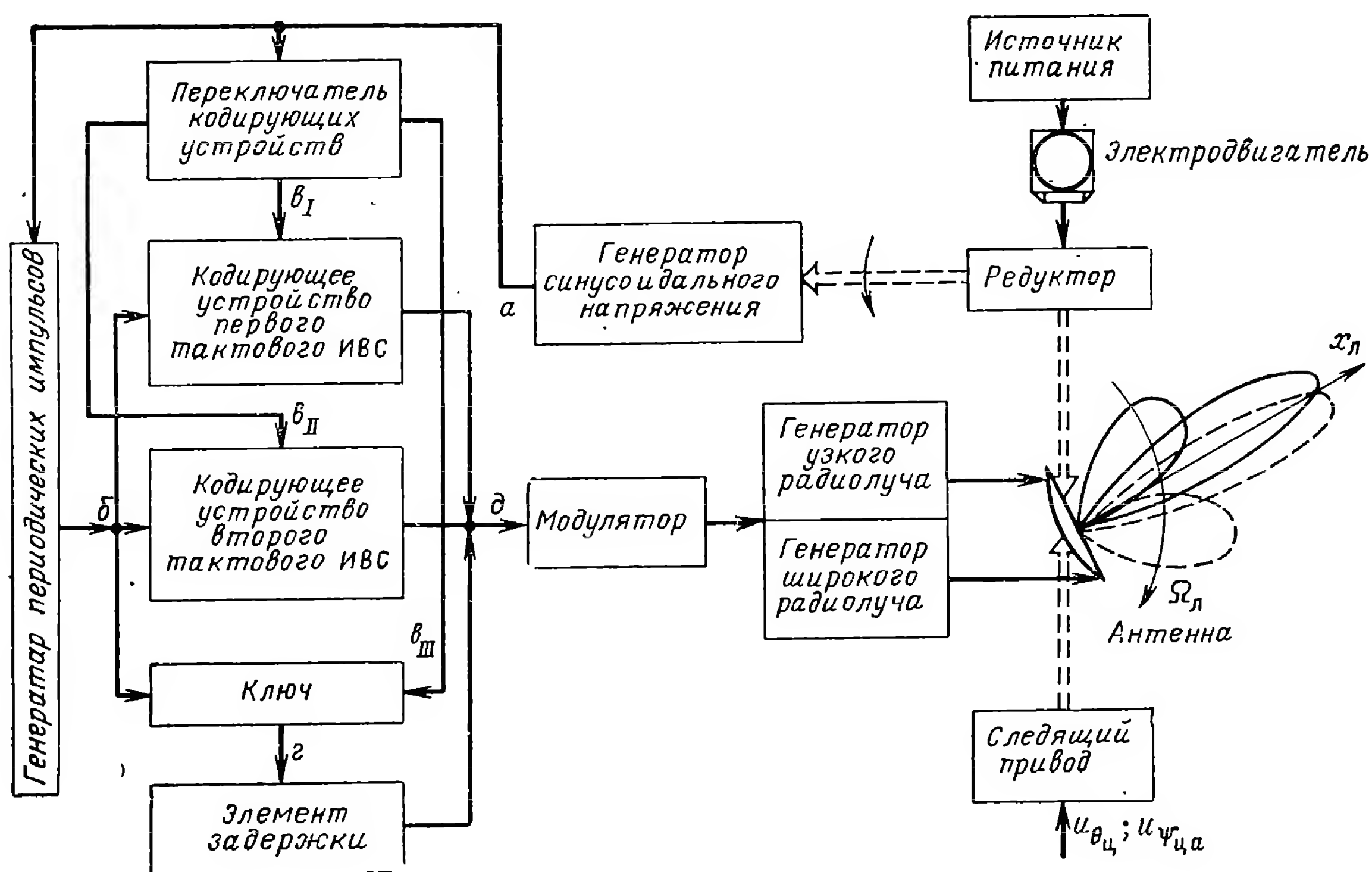


Рис. 5.6. Функциональная схема устройства формирования радиолуча (УФЛ).

Функциональная схема возможного варианта осуществления устройства формирования луча (УФЛ) изображена на рис. 5.6. Двойным пунктиром на этом рисунке обозначены механические связи.

Принцип работы радиопередающей части УФЛ иллюстрируется временной диаграммой, приведенной на рис. 5.7. Буквы, обозначающие диаграммы рис. 5.7, соответствуют обозначению точек на блок-схеме рис. 5.6.

Несимметрично расположенный излучатель передающей антенны УФЛ вращается с частотой $\Omega_{\text{л}}$ от электродвигателя через редуктор.

специальный импульс (рис. 5.7, II, ϵ_{III}), формируемый в переключателе кодирующих устройств, запирает ключ и рабочие импульсы на модулятор не проходят. В свою очередь, кодирующие устройства тактовых ИВС отпираются импульсами (рис. 5.7, II, ϵ_I и II, ϵ_{II}), также формируемыми в переключателе, только на небольшие промежутки времени $T_{шр}$, в течение которых формируется соответствующий тактовый ИВС ($T_{шр} > t_k$).

Для обеспечения положения последнего импульса тактового ИВС на одинаковом временном расстоянии от предыдущего и последующего рабочих импульсов в схему рис. 5.6 введен элемент временной задержки рабочих импульсов на время t_k . Подобная задержка упрощает селекцию рабочих импульсов в бортовом радиоприемном устройстве.

Антенна устройства формирования радиолуча имеет два синхронно вращающихся вибратора, которые питаются от генераторов высокой частоты. Вибраторы излучают разные несущие частоты, в результате чего при одном и том же размере отражающего зеркала образуются соответственно «широкий» и «узкий» лучи.

Положение радиолуча в пространстве определяется приборными аналогами угла места μ_{θ_c} и азимута $\mu_{\psi_{ца}}$, поступающими со счетно-решающего прибора на следящий привод управления радиолучом (рис. 5.6).

Возможный вариант функциональной схемы бортового радиоприемного устройства для рассматриваемой системы управления приведен на рис. 5.8, а временные диаграммы, поясняющие ее работу, даны на рис. 5.9. Обозначения отдельных диаграмм на рис. 5.9 соответствуют различным точкам в схеме рис. 5.8.

В состав радиоприемного устройства входят супергетеродинный радиоприемник, канал сигнала ошибки, канал выделения опорного напряжения и преобразователь полярных координат в декартовые.

Радиоприемник содержит два тракта усиления и преобразования сигнала (для узкого и широкого радиолуча), работающие на разных несущих частотах. По окончании стартового участка тракты переключаются, так что при вводе снаряда в радиолуч работает тракт «широкого» луча, а когда сигнал рассогласования в этом тракте станет малым, включается тракт узкого луча. Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) с автоматической регулировкой усиления (АРУ) и амплитудный детектор являются общими для обоих трактов. На выходе радиоприемника получается сигнал АИМ, показанный на рис. 5.9, а. В этом сигнале содержатся тактовые ИВС (I T_c и II T_c), передающие опорное напряжение, которое выделяется в соответствующем канале. Здесь имеются два декодирующих устройства, согласованные с применяемыми ИВС. На выходе этих устройств появляются одиночные импульсы каждый раз после того, как на вход поступает соответствующий данному декодирующему устройству тактовый сигнал (рис. 5.9 — δ_I , δ_{II}). Импульсы декодирующих устройств используются для синхронизации мультивибратора, вырабатывающего для канала тангажа опорное напряжение $\mu_{оп\theta}(t)$ (рис. 5.9, в), фаза которого связана с на-

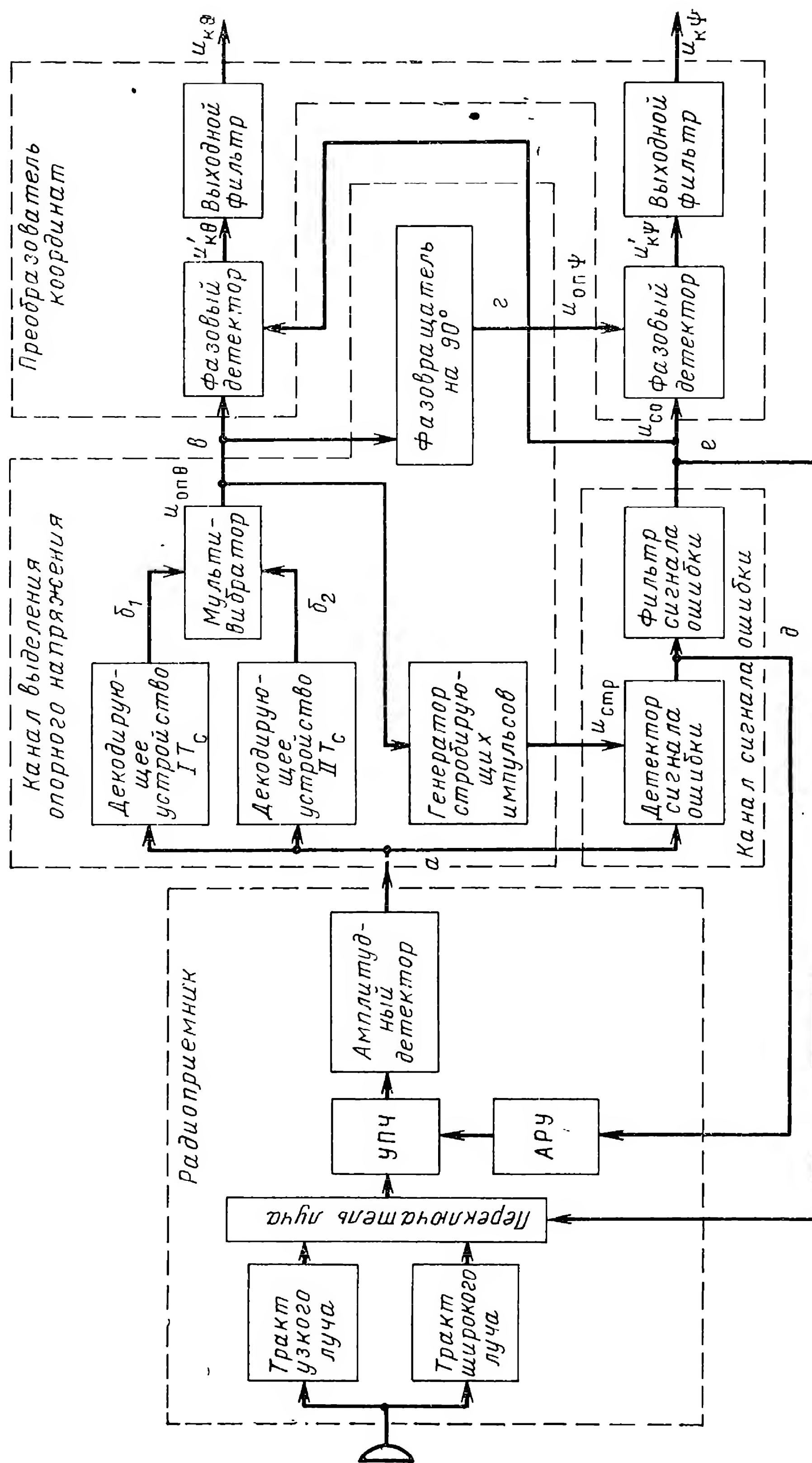


Рис. 5.8. Функциональная схема бортового приемного устройства наведения по радиолучу.

чальным положением в пространстве диаграммы направленности передающей антенны. Опорное напряжение $u_{0\text{пф}}(t)$ для канала курса (рис. 5.9, г), сдвинутое на четверть периода (или по фазе на угол $\pi/2$) по отношению к опорному напряжению канала тангажа, снимается

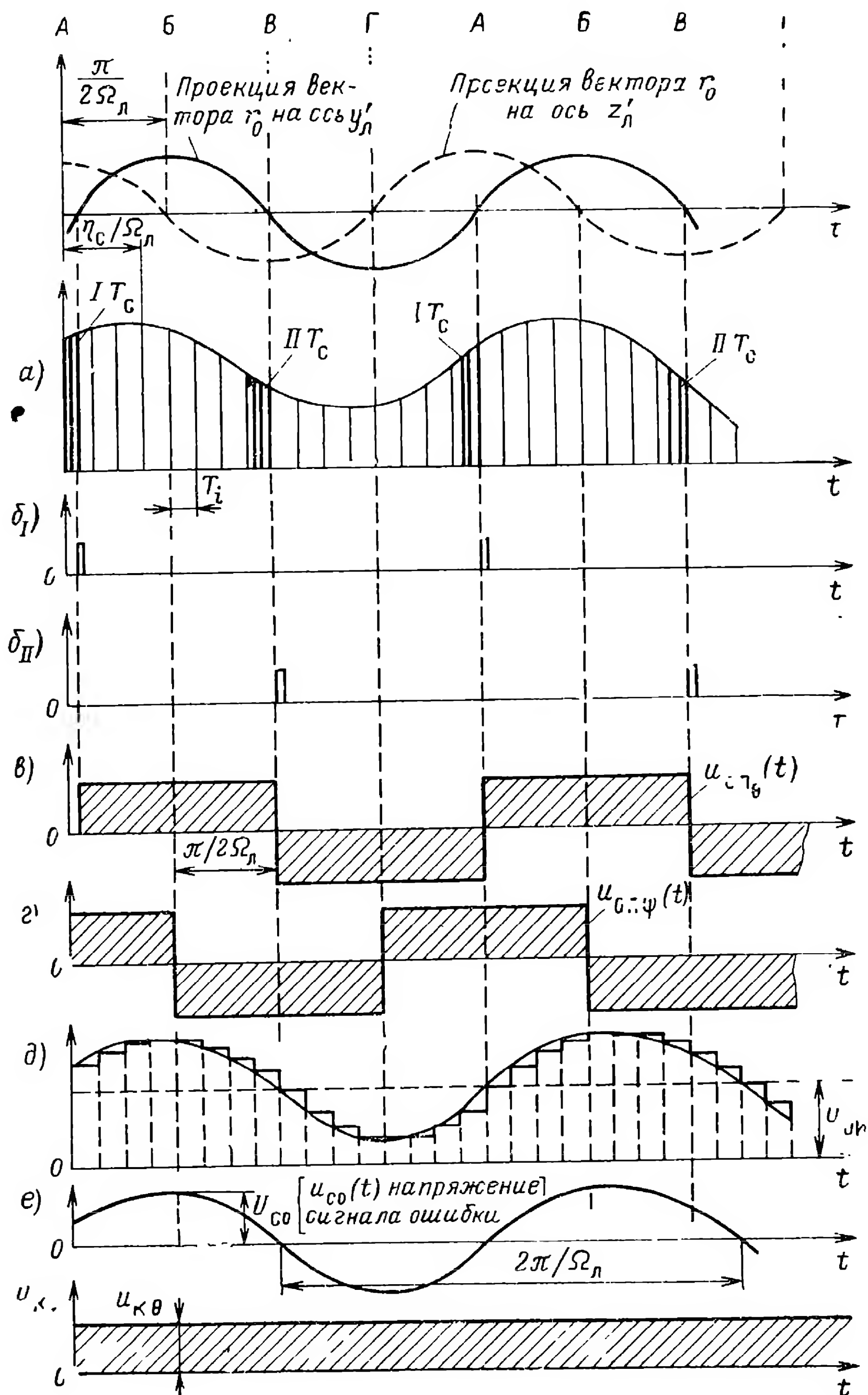


Рис. 5.9. Временные диаграммы сигналов в радиоприемном тракте системы наведения по радиолучу.

с фазовращателя. Прямоугольное напряжение с выхода мультивибратора подается также на генератор стробирующих импульсов. В его состав входит умножитель частоты. На выходе этого умножителя получается последовательность импульсов (напряжение $u_{\text{стр}}$ с периодом

повторения T_i). Импульсы этой последовательности используются как стробирующие импульсы, открывающие детектор сигнала ошибки каждый раз, когда на него может поступить рабочий импульс. Амплитудно-модулированная последовательность импульсов АИМ-1 (рис. 5.9, а) поступает в канал сигнала ошибки, который содержит детектор сигнала ошибки и фильтр. На выходе фильтра выделяется огибающая амплитудной модуляции — сигнал рассогласования или сигнал ошибки $u_{co}(t)$ (рис. 5.9, е).

Как известно, в спектре амплитудно-импульсной модуляции содержится составляющая частоты огибающей Ω_d . Следовательно, для выделения частоты Ω_d в принципе может использоваться линейный полосовой фильтр, настроенный на частоту Ω_d . Однако при большой скважности импульсного сигнала амплитуда выделенной таким образом составляющей U_{co} будет весьма мала. Для увеличения амплитуды применяют предварительное расширение импульсов с помощью детектора с большой постоянной времени разряда. Этот детектор и называют детектором сигнала ошибки. В качестве детектора сигнала ошибки могут применяться: пиковый детектор, детектор со сбросом или ключевой детектор. Временная диаграмма рис. 5.9, д соответствует случаю применения ключевого детектора.

Опорные напряжения и сигнал ошибки поступают на фазовые детекторы (рис. 5.8). Фазовые детекторы тангажа и курса выдают выпрямленные напряжения, величины которых пропорциональны амплитуде сигнала ошибки U_{co} и соответственно синусу и косинусу фазового угла между сигналом ошибки и опорным сигналом

$$u'_{k\theta} = \kappa_{ф д\theta} U_{co} \sin \eta_c, \quad (5.3.1a)$$

$$u'_{k\psi} = \kappa_{ф д\psi} U_{co} \cos \eta_c, \quad (5.3.1б)$$

где $\kappa_{ф д\theta}$ и $\kappa_{ф д\psi}$ — коэффициенты усиления фазового детектора каналов тангажа и курса соответственно.

Из соотношений (5.3.1) и схемы рис. 5.8 следует, что устройство, включающее в себя фазовые детекторы, выходные фильтры, мультивибратор и фазовращатель совместно с потенциометром дальности, представляет собой, по существу, преобразователь координат (рис. 5.3). Командный сигнал на входе этого устройства задан в полярной системе координат, а на выходе — в декартовой системе.

Назначение фильтров на выходе фазовых детекторов состоит не только в фильтрации гармоник частоты Ω_d . В реальной системе всегда имеются флуктуации выходного напряжения, вызванные воздействием на радиоканал различных помех. Фильтр после фазового детектора может быть сделан достаточно узкополосным, чтобы существенно уменьшить мощность этих флуктуаций и соответственно устранить опасность появления нелинейных искажений из-за перегрузок в автопилоте.

Коэффициент передачи приемного устройства по каналу тангажа может быть определен согласно схеме рис. 5.5 и формуле (5.2.4 а).

Пусть система АРУ стабилизирует среднее значение напряжения на выходе детектора сигнала ошибки (рис. 5.8), поддерживая его равным $U_{0\text{и}}$ (рис. 5.9, б). Тогда амплитуда сигнала ошибки после фильтра будет равна

$$U_{c\text{о}} \approx m_{\text{ЛМ}} U_{0\text{и}} \kappa_{\text{ф}}, \quad (5.3.2)$$

где $\kappa_{\text{ф}}$ — коэффициент усиления фильтра сигнала ошибки на резонансной частоте $\Omega_{\text{л}}$.

Подставляя значение $U_{c\text{о}}$ в формулу (5.3.1 а), имеем

$$u'_{\text{к0}} = \kappa_{\text{ф д0}} \kappa_{\text{ф}} U_{0\text{и}} m_{\text{ЛМ}} \sin \eta_{\text{с}}. \quad (5.3.3)$$

Следовательно, для структурной схемы рис. 5.5 получим

$$\kappa_{\text{п0}} = \kappa_{\text{ф д0}} \kappa_{\text{ф}} U_{0\text{и}}. \quad (5.3.4)$$

Аналогично можно показать, что для канала курса $\kappa_{\text{пф}} = \kappa_{\text{п0}}$, если фазовые детекторы канала курса и канала тангажа идентичны ($\kappa_{\text{ф д0}} = \kappa_{\text{ф дф}} = \kappa_{\text{ф д}}$). Обращаясь теперь к формулам (5.2.4), найдем коэффициент передачи радиоприемного устройства

$$\kappa_{\text{п у}} = \kappa_{\text{п з}} = \kappa_{\text{ф д}} \kappa_{\text{ф}} U_{0\text{и}} \kappa' R_{\text{сн}}. \quad (5.3.5)$$

2. Ошибки управления, определяемые радиозвеньями. Выбор основных параметров радиолинии

Одна из основных составляющих ошибки управления связана с неточным наведением радиолуча на цель. Причиной этого могут быть ошибки радиовизиров, дающих информацию о цели, ошибки в счетно-решающем приборе и, наконец, ошибки следящего привода, управляющего направлением радиолуча.

Наибольший вес имеют ошибки радиовизиров цели. Они проявляются в виде случайных флуктуаций, которые складываются со снимаемыми с визира приборными аналогами координат цели. Подобные флуктуации возникают, например, в результате случайных изменений амплитуды радиолокационных импульсов, отраженных от цели, а также из-за внутренних шумов приемника радиовизира. Спектр флуктуаций лежит в области низких частот и по форме практически повторяет частотную характеристику следящей системы радиовизира. В структурной схеме контура управления (рис. 5.5) эти флуктуации учитываются приложением случайных возмущений (спектр $G_{\text{ц}}(\omega)$) в точке А.

Из выражения для среднеквадратической величины этой ошибки (5.2.6) видно, что контур управления «сглаживает» сравнительно быстрые колебания радиолуча, причем тем сильнее, чем уже его эффективная полоса. Предел уменьшению полосы контура ставит возрастание динамической ошибки, возникающей из-за движения цели.

Другой составляющей ошибки управления является ошибка из-за воздействия помех на радиозвено управления. Характерными для рассматриваемой радиолинии являются следующие виды помех:

— Случайные флюктуации амплитуды принимаемых бортовым приемником импульсов, возникающие при прохождении радиоволн через струю газов работающего реактивного двигателя. Часть спектра этих флюктуаций, близкая к частоте сканирования радиолуча, проходит на выход приемника и вызывает соответствующие флюктуации командного сигнала.

— Собственные шумы бортового приемника.

— Организованные помехи.

Помехи, действующие на радиозвено, вызывают появление эквивалентного возмущения, которое прикладывается как внешнее возмущение к контуру управления (спектр возмущения $G_{m \Pi}(\omega)$). Точка приложения этого возмущения показана на рис. 5.5 (точка B).

Спектр $G_{m \Pi}(\omega)$ находится путем анализа прохождения помех и сигнала через радиоприемное устройство. В результате такого анализа определяется спектр флюктуаций, которые получаются на выходе фазовых детекторов. Эти флюктуации могут быть затем пересчитаны в эквивалентные флюктуации коэффициента модуляции со спектром $G_{m \Pi}(\omega)$, которые складываются с полезной модуляцией сигнала. Среднеквадратическая угловая ошибка управления по углу места, определяемая такими помехами, находится по формуле (5.2.7).

Следует обратить внимание на то, что, как видно из этой формулы, результат действия помех, при прочих равных условиях, уменьшается с увеличением угловой чувствительности антенны УФЛ $\mu_{\text{л}}$. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе диаграммы направленности передающей антенны. Установим соотношения, показывающие, как следует подходить к выбору этой диаграммы. С этой целью аппроксимируем диаграмму направленности антенны следующим выражением

$$u(\nu) = E_0 \cos \left(\pi \frac{\nu}{\psi_{A0}} \right) \quad \text{при} \quad \left| \pi \frac{\nu}{\psi_{A0}} \right| \leq \frac{\pi}{2}, \quad (5.3.6)$$

где E_0 — напряжение, соответствующее максимальному излучению. Формула (5.3.6) описывает только главный лепесток диаграммы, ширина которого задается углом ψ_{A0} . В антенне устройства формирования радиолуча максимум диаграммы смещен от оси антенны на угол ψ_A и два крайних положения при сканировании показаны на рис. 5.10 (в прямоугольных координатах). Допустим, что снаряд отклонился от оси на угол $\nu_{\text{л}}$. Тогда согласно рис. 5.10 глубину амплитудной модуляции принятого на борту сигнала можно определить из формулы

$$m_{\text{АМ}} = \frac{u_2 - u_1}{u_2 + u_1}. \quad (5.3.7)$$

При малых отклонениях $\nu_{\text{л}}$ справедливы следующие приближенные равенства

$$u_2 \simeq u_0 + \nu_{\text{л}} \left[\frac{\partial u(\nu)}{\partial \nu} \right]_{\nu = \psi_A}; \quad (5.3.8)$$

$$u_1 \simeq u_0 - \nu_{\text{л}} \left[\frac{\partial u(\nu)}{\partial \nu} \right]_{\nu=\psi_A}; \quad (5.3.9)$$

$$u_0 = u(\psi_A). \quad (5.3.10)$$

Подставив эти равенства в (5.3.7) и вычислив производные от (5.3.6), найдем коэффициент пропорциональности между глубиной модуляции $m_{\text{АМ}}$ и угловым отклонением $\nu_{\text{л}}$, т. е. угловую чувствительность $\mu_{\text{л}}$, которая оказывается равной

$$\mu_{\text{л}} = \frac{\pi}{\psi_{\text{А}0}} \operatorname{tg} \left(\pi \frac{\psi_A}{\psi_{\text{А}0}} \right). \quad (5.3.11)$$

Из полученного соотношения видно, что увеличивать $\mu_{\text{л}}$ можно, либо увеличивая отклонение максимума диаграммы (ψ_A), либо уменьшая

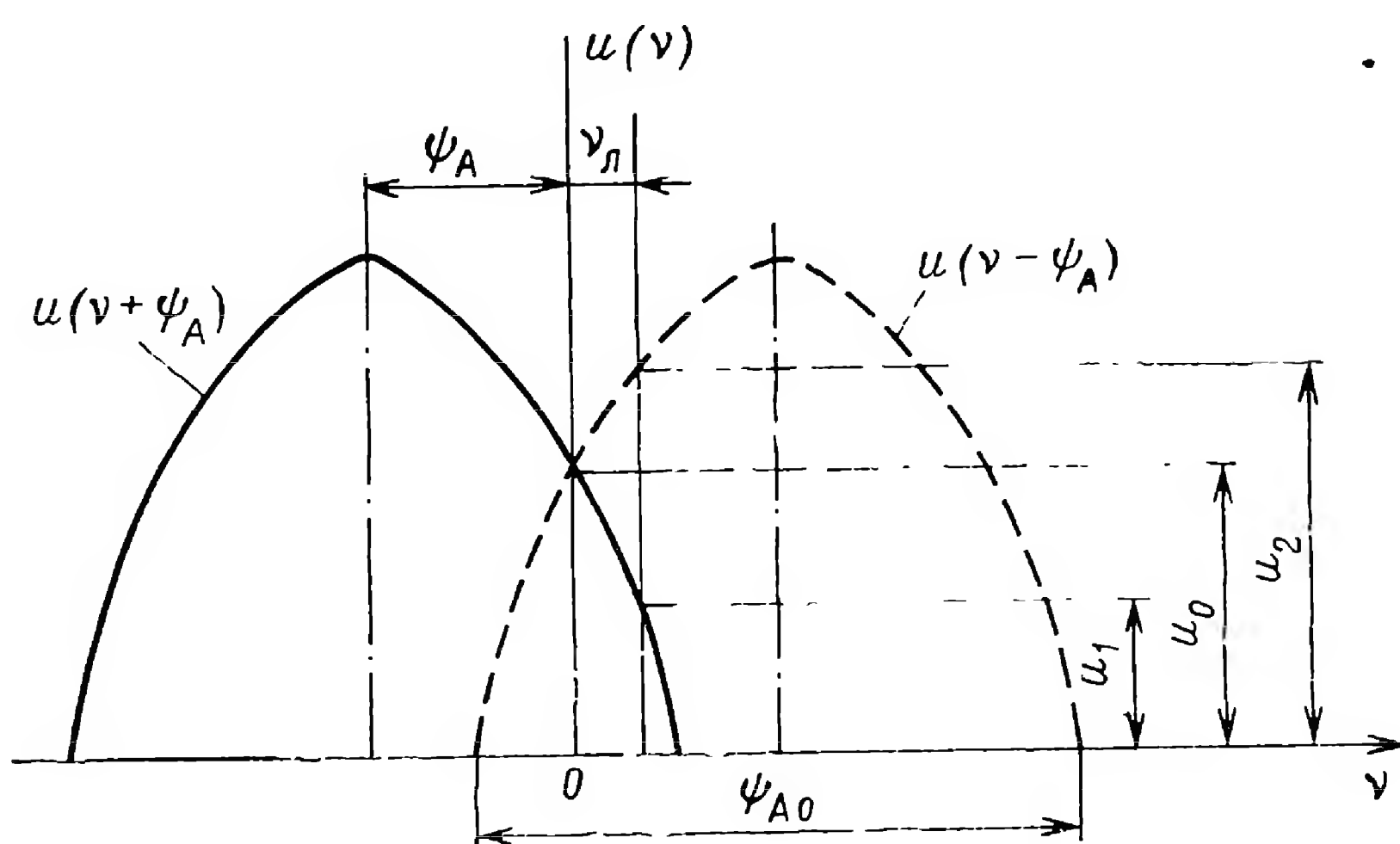


Рис. 5.10. К расчету угловой чувствительности антенны УФЛ.

ширину главного лепестка ($\psi_{\text{А}0}$). Увеличение значения (ψ_A) приводит к уменьшению мощности излучения в направлении равносигнальной зоны, а следовательно, к ухудшению отношения сигнал/шум на входе приемника. Возможности сужения диаграммы также ограничены, поскольку чем уже диаграмма антенны, тем труднее ввести снаряд в радиолуч после старта и тем большая вероятность потери управления при маневре цели или ином возмущении. Применение двух лучей — широкого и узкого (см. § 5.2.2) уменьшает ограничения на ширину основной диаграммы, позволяя доводить ее в некоторых случаях до величины, определяемой допустимыми габаритами передающей антенны.

Характеристики бортовой приемной антенны в системе радиотеленавещения также могут влиять на контур управления. Бортовая антенна устанавливается в хвостовой части снаряда и обычно делается направленной, с максимумом приема назад вдоль оси. Повышение направленности позволяет увеличить мощность принимаемого сигнала и одновременно затрудняет организацию эффективных радиопомех. С другой стороны, необходимо учитывать, что при движении снаряда

его ось будет поворачиваться относительно равносигнальной зоны. Эти повороты носят случайный характер и при высокой направленности бортовой антенны могут стать причиной замирания сигнала на входе приемника. Поэтому остронаправленной эту антенну делать нельзя. Небольшие допустимые габариты бортовых антенн также ограничивают величину коэффициента направленности антенны.

Если в передающей антенне сканирование осуществляется за счет вращения облучающего вибратора, то плоскость поляризации принимаемых сигналов также будет вращаться с частотой $\Omega_{\text{л}}$. Для того, чтобы это не приводило к паразитной модуляции принимаемого сигнала, необходимо делать бортовую антенну с круговой поляризацией.

Приемный тракт радиолинии в системе теленавещения существенно влияет на передаточную функцию радиозвена. Как следует из формулы (5.3.5), коэффициент передачи радиозвена определяется усилением низкочастотной части приемника $\kappa_{\text{ф д}}$ и уровнем напряжения, стабилизированным АРУ $U_{0 \text{ и}}$. Поэтому необходимые значения и стабильность этих величин должны устанавливаться с учетом требований, вытекающих из анализа контура управления. Отсюда же следуют условия для расчета динамических характеристик АРУ. Поскольку при движении снаряда вдоль радиолуча изменение уровня входного сигнала может оказаться слишком большим, иногда приходится дополнительно вводить программное регулирование усиления сигнала, устанавливая в волноводном тракте устройство для обеспечения переменного затухания. Такое устройство при вхождении снаряда в луч в непосредственной близости от передатчика одновременно защищает входные каскады радиоприемника от разрушения.

Из фильтров, входящих в приемное устройство (рис. 5.8), влияние на передаточную функцию радиозвена могут оказывать фильтр нижних частот после фазового детектора и, в некоторых случаях, полосовой фильтр сигнала ошибки, который настраивается на частоту сканирования и учитывается как дополнительное инерционное звено. Полоса пропускания этого фильтра должна быть достаточно узкой, чтобы эффективно фильтровать сигнал ошибки, не допуская перегрузки фазового детектора из-за помех. Сужение полосы ограничивается достижимой стабильностью настройки фильтра. Расстройка опасна не только тем, что из-за нее уменьшается усиление (а значит, и коэффициент передачи радиозвена), но также и тем, что она приводит к появлению дополнительного фазового сдвига φ в сигнале ошибки. Напряжение на входе фазовых детекторов тогда станет равно $U_{\text{с о}} \cos (\Omega_{\text{л}} t - \eta_{\text{с}} + \varphi)$, а напряжения команд тангажа и курса вместо выражения (5.3.1) будут соответственно определяться соотношениями

$$u'_{\text{к0}} = \kappa_{\text{ф д0}} U_{\text{с о}} \sin (\eta_{\text{с}} - \varphi) = \kappa_{\text{ф д0}} U_{0 \text{ и}} \kappa_{\text{ф}} \cos \varphi (m_{\text{А М}} \sin \eta_{\text{с}}) - \\ - \kappa_{\text{ф д0}} U_{0 \text{ и}} \kappa_{\text{ф}} \sin \varphi (m_{\text{А М}} \cos \eta_{\text{с}}), \quad (5.3.12)$$

$$u'_{\text{кф}} = \kappa_{\text{ф дф}} U_{\text{с о}} \cos (\eta_{\text{с}} - \varphi) = \kappa_{\text{ф дф}} U_{0 \text{ и}} \kappa_{\text{ф}} \cos \varphi (m_{\text{А М}} \cos \eta_{\text{с}}) + \\ + \kappa_{\text{ф дф}} U_{0 \text{ и}} \kappa_{\text{ф}} \sin \varphi (m_{\text{А М}} \sin \eta_{\text{с}}). \quad (5.3.13)$$

Таким образом, появление фазового сдвига φ в сигнале ошибки приводит к возникновению перекрестных связей контуров курса и тангажа, причем коэффициент связи пропорционален $\sin \varphi$. Перекрестные связи изменяют процесс регулирования в контуре управления и уменьшают запас устойчивости. Поэтому следует принимать меры, препятствующие появлению паразитных сдвигов фазы из-за неустойчивости фазовой характеристики канала сигнала ошибки.

Как уже отмечалось в гл. 4, аналогичные перекрестные связи между контурами могут возникать при появлении крена снаряда, вследствие скручивания осей командной и исполнительной систем координат. Для компенсации этого явления иногда приходится вводить поправку на угол крена, поворачивая соответственно фазу сигнала ошибки с помощью специального фазовращателя. Такая компенсация указана на функциональной схеме рис. 5.3 и осуществляется в блоке поправки угла крена.

Одной из важнейших задач при проектировании любой радиолинии является выбор структуры радиосигнала (методов модуляции, способа разделения каналов) и установление числовых значений главных его параметров: частоты несущих и поднесущих колебаний, длительности импульсов и т. д. В рассматриваемой радиолинии метод модуляции принимаемого колебания (АИМ-АМ) оказывается заданным самим принципом управления. Способ же передачи опорного сигнала может выбираться из значительного числа вариантов. В радиолинии, рассмотренной в данном параграфе, опорное напряжение восстанавливалось по двум дискретным точкам за период сканирования, причем для этого передавались импульсно-временные сигналы. Такой способ, естественно, не является единственно возможным. Другой возможный способ основан на периодической модуляции частоты повторения импульсов (ЧИМ) опорным напряжением. Соответственно иначе строится и канал выделения опорного сигнала, в котором основным демодулирующим элементом становится фильтр, выделяющий из ЧИМ гармонику частоты $\Omega_{\text{д}}$. Каналы сигнала ошибки и опорный должны быть при этом достаточно хорошо «развязанными», так как в противном случае из-за двойной модуляции (ЧИМ и АИМ) появляются паразитные фазовые сдвиги и возникает связь между контурами. Для того, чтобы сигнал ошибки не попадал в опорный канал, в этом канале ставят ограничитель, ликвидирующий амплитудную модуляцию. Естественно, что очень глубокую амплитудную модуляцию полностью устранить не удастся, в связи с чем работа системы может ухудшиться или нарушиться полностью. Такой режим возникает при больших отклонениях снаряда (на угол, близкий к ширине диаграммы направленности) и практически ограничивает рабочую зону устройства формирования радиолуча. Возможно и обратное явление — проникновение опорного напряжения в канал сигнала ошибки. Это может произойти, например, из-за изменения коэффициента передачи детектора сигнала ошибки в соответствии с модуляцией частоты повторения импульсов (ЧИМ). Чтобы уменьшить опасность такого явления, индекс частотной модуляции следует выбирать достаточно малым или вводить компенсирующую связь между каналами.

При выборе параметров радиосигнала большое внимание обращается на то, чтобы правильно задать частоту сканирования $\Omega_{\text{д}}$. Важно, чтобы эта частота лежала как можно дальше от максимума спектральной плотности модулирующих помех. Обычно это требование приводит к повышению частоты сканирования, что в свою очередь вызывает необходимость повышения частоты повторения импульсов. Предел здесь большей частью ставят модулятор и генератор импульсного передатчика или механизм сканирования в антенне устройства формирования луча. Несущая частота радиолинии, как правило, выбирается в диапазоне УКВ, что позволяет обеспечить требуемые диаграммы направленности при допустимых габаритах антенных устройств.

§ 5.4. СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЯ В ПЛОСКОСТИ

1. Системы наведения по радиозоне

Система наведения по радиозоне обеспечивает движение снаряда в заданной вертикальной плоскости. В системе используется радиолиния с амплитудной модуляцией сигнала при непрерывном режиме излучения [6, 11].

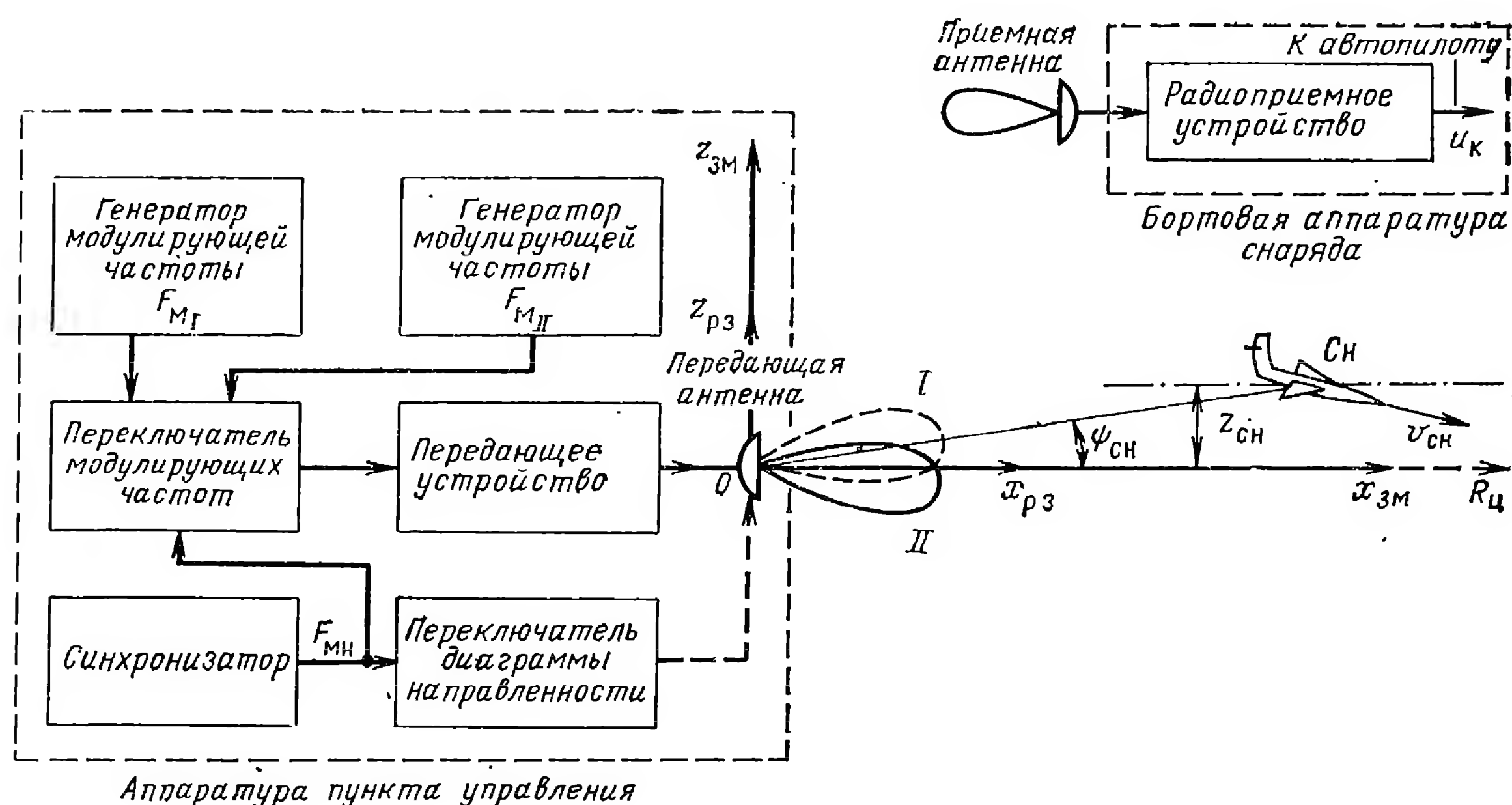


Рис. 5.11. Функциональная схема системы наведения по радиозоне.

Функциональная схема системы приведена на рис. 5.11. На этом рисунке $O x_{\text{зм}} y_{\text{зм}} z_{\text{зм}}$ — земная система координат. Равносигнальная зона создается за счет переключений диаграммы направленности передающей антенны. Частота переключений (манипуляции) $F_{\text{мн}} = 1/T_{\text{мн}}$ задается синхронизатором. Диаграмма направленности находится в положениях I и II одинаковое время, равное $T_{\text{мн}}/2$. В направлении $x_{\text{зм}}$ образуется равносигнальная зона (радиозона), пред-

ставляющая собой плоскость, в пределах которой амплитуда несущей в месте приема при переключении антенн не меняется. Плоскость радиозоны $O x_{pz} y_{pz}$ совпадает с плоскостью $O x_{zm} y_{zm}$ земной системы координат.

Для того, чтобы определить, в какую сторону от радиозоны отклонился снаряд, сигнал при нахождении диаграммы направленности в положении I должен по тем или иным характеристикам отличаться от сигнала при положении диаграммы II. Это может быть обеспечено, например, путем амплитудной модуляции несущего колебания колебанием поднесущей частоты F_{M_I} в течение одного полупериода и колеба-

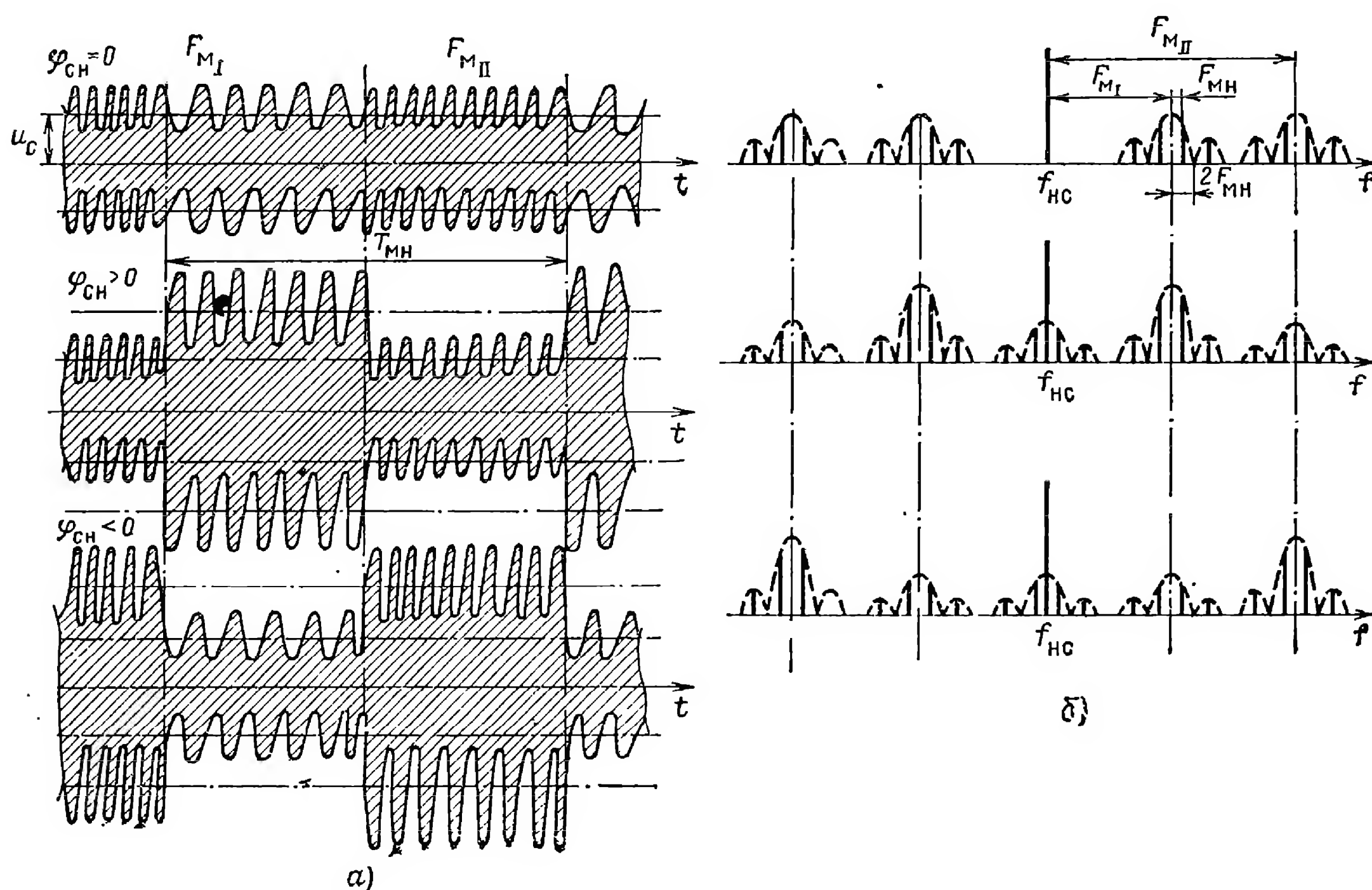


Рис. 5.12. Временные диаграммы (а) и спектры (б) радиосигнала на входе приемного устройства для трех различных случаев положения снаряда относительно радиозоны.

нием поднесущей частоты $F_{M_{II}}$ в течение другого полупериода частоты F_{M_H} . Такая модуляция осуществляется генераторами модулирующих частот (рис. 5.11), которые подключаются к модулятору передатчика через переключатель.

Временные диаграммы и частотные спектры сигнала в точке приема для различных положений снаряда относительно радиозоны приведены на рис. 5.12. В общем случае в состав этих спектров входят следующие три группы частот

$$f_{нс} \pm (2n-1) F_{MH}, \quad (5.4.1a)$$

$$f_{нс} \pm [F_{M_I} \pm (2n-1) F_{MH}], \quad (5.4.1б)$$

$$f_{нс} \pm [F_{M_{II}} \pm (2n-1) F_{MH}], \quad (5.4.1в)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$, $f_{нс}$ — несущая частота.

При значении угла $\psi_{сн} = 0$, т. е. при нахождении снаряда в радиозоне, боковые составляющие в первой группе частот отсутствуют. Причиной возникновения этих составляющих при углах $\psi_{сн} \neq 0$ является амплитудная модуляция несущего колебания напряжением прямоугольной формы с частотой переключения диаграммы направленности передающей антенны $F_{мн}$.

Вторая и третья группы частот представляют собой боковые полосы амплитудной модуляции несущей поднесущими частотами $F_{мI}$ и $F_{мII}$. Каждая из этих поднесущих в свою очередь промодулирована по амплитуде напряжением прямоугольной формы частоты $F_{мн}$. Эти две группы присутствуют в спектре при любых условиях.

Мощности гармоник, относящихся ко второй и третьей группам частот, зависят от угла $\psi_{сн}$. При $\psi_{сн} = 0$ отношение мощностей равно единице. Таким образом, значение команды в сигнале в месте приема отображается как глубиной $m_{ам}$ амплитудной модуляции несущей напряжением прямоугольной формы частоты $F_{мн}$, так и соотношением мощностей второй и третьей групп спектра сигнала.

Бортовая радиоаппаратура состоит из приемной антенны и радиоприемного устройства (рис. 5.11).

Рассмотрим вначале вариант осуществления радиоприемного устройства, в котором для выделения командного сигнала используется только первая группа частот, а для определения знака этого сигнала (т. е. знака угла $\psi_{сн}$) — вторая и третья группы частот. Функциональная схема такого радиоприемного устройства приведена на рис. 5.13.

Сигнал принимается приемной антенной и усиливается в супергетеродинном приемнике. После амплитудного детектора выделяется огибающая входного сигнала, вид которой для случая $\psi_{сн} > 0$ показан на рис. 5.14, а.

Низкочастотная часть приемника разделена на два канала: канал сигнала ошибки и канал опорного сигнала. В канале сигнала ошибки имеется фильтр, настроенный на частоту $F_{мн}$. Сигнал $u'_{сo}(t)$, выделенный фильтром, представляет собой гармоническое колебание частоты $F_{мн}$ (рис. 5.14, б), амплитуда которого пропорциональна глубине модуляции $m_{ам}$ (т. е. величине угла $\psi_{сн}$), а фаза (0 или π) зависит от знака угла, т. е. от того, в какую сторону отклонился снаряд от радиозоны.

В опорном канале имеются полосовые фильтры, настроенные на частоты $F_{мI}$ и $F_{мII}$. Сигналы на выходе этих фильтров показаны на рис. 5.14, в, г.

После выпрямления получаются импульсы формы, близкой к прямоугольной (рис. 5.14, д, е), которые поступают на вход триггера. Таким образом, на выходе триггера будем иметь прямоугольное напряжение (рис. 5.14, ж), из которого с помощью полосового фильтра выделяется опорный сигнал $u_{оп}(t)$.

Амплитуда опорного сигнала $U_{оп}$ благодаря применению триггера не зависит от глубины амплитудной модуляции на входе приемника. Фаза этого напряжения также неизменна. Сигнал ошибки и опорный

сигнал поступают на фазовый детектор. После фазового детектора и выходного фильтра получаем командный сигнал в виде выпрямленного напряжения u_k , величина и знак которого определяются величиной и знаком отклонения снаряда от радиозоны. Для того, чтобы сделать командный сигнал пропорциональным линейному отклонению снаряда, в канал сигнала ошибки введен потенциометр дальности, управляемый программным механизмом (рис. 5.13). Потенциометр дальности увеличивает усиление в канале пропорционально удалению снаряда от пункта управления.

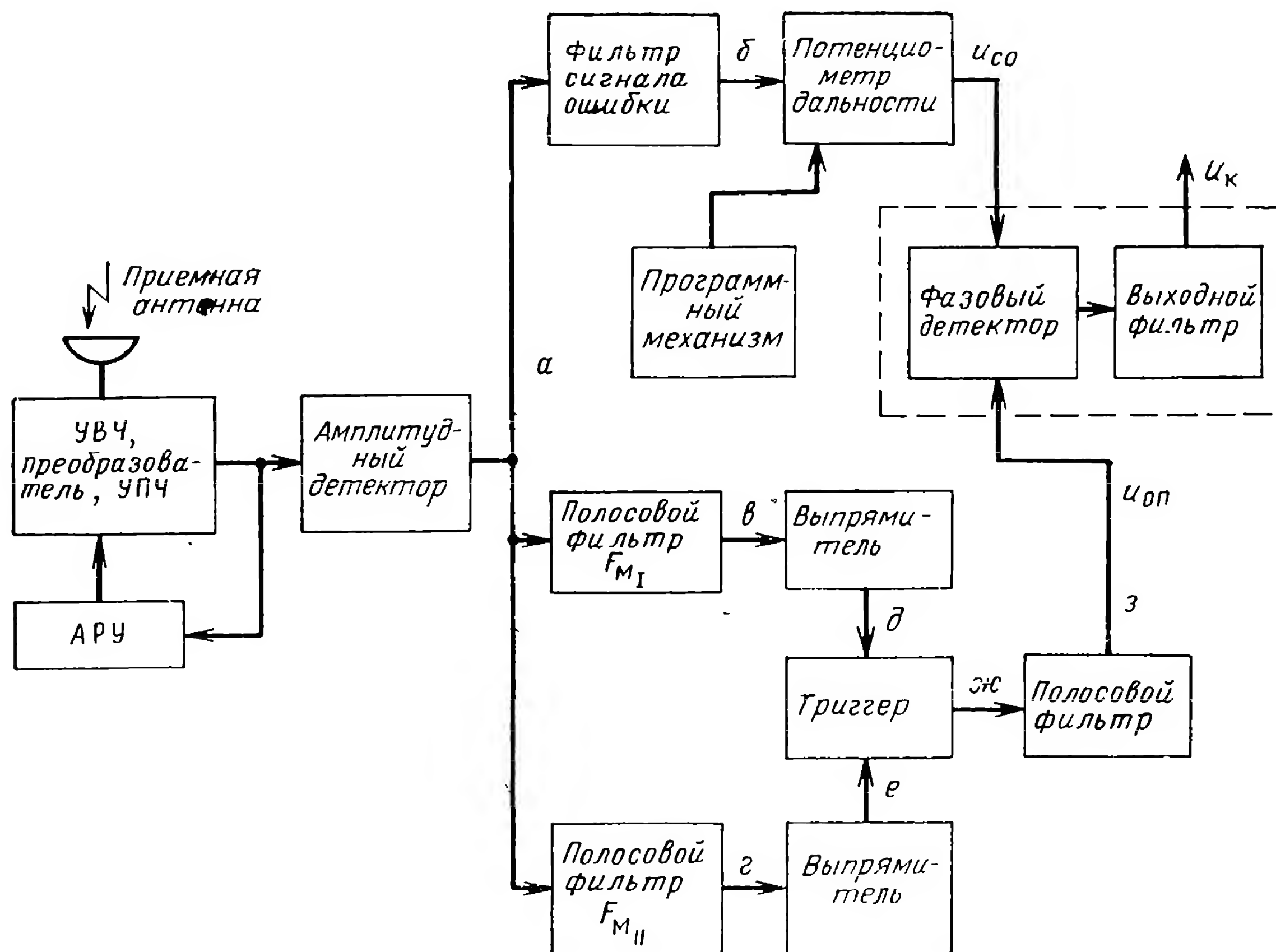


Рис. 5.13. Функциональная схема приемного устройства системы наведения по радиозоне (1-й вариант).

Другой вариант приемного устройства основан на сравнении мощностей гармоник во второй и третьей группах спектра (рис. 5.15). Здесь полосовые фильтры, настроенные на частоты F_{MI} и F_{MII} , выделяют модулирующие колебания в виде радиоимпульсов, повторяющихся с частотой F_{MH} . Если снаряд находится вне равноточной зоны, амплитуды импульсов в I и II каналах различны. После выпрямителя и пикового детектора получают напряжения постоянного тока, пропорциональные амплитудам соответствующих импульсов. Из разности этих напряжений формируют командный сигнал u_k , пропорциональный отклонению снаряда от радиозоны.

Радиозона может быть также создана с помощью антенной системы, в которой вместо переключающейся диаграммы направленности

применяются две одновременно существующие диаграммы, но со сдвинутыми направлениями максимального излучения. Каждой диаграмме соответствует сигнал со своей частотой модуляции (F_{M_I} и $F_{M_{II}}$). Приемное устройство строится по блок-схеме, подобной рис. 5.15, лишь

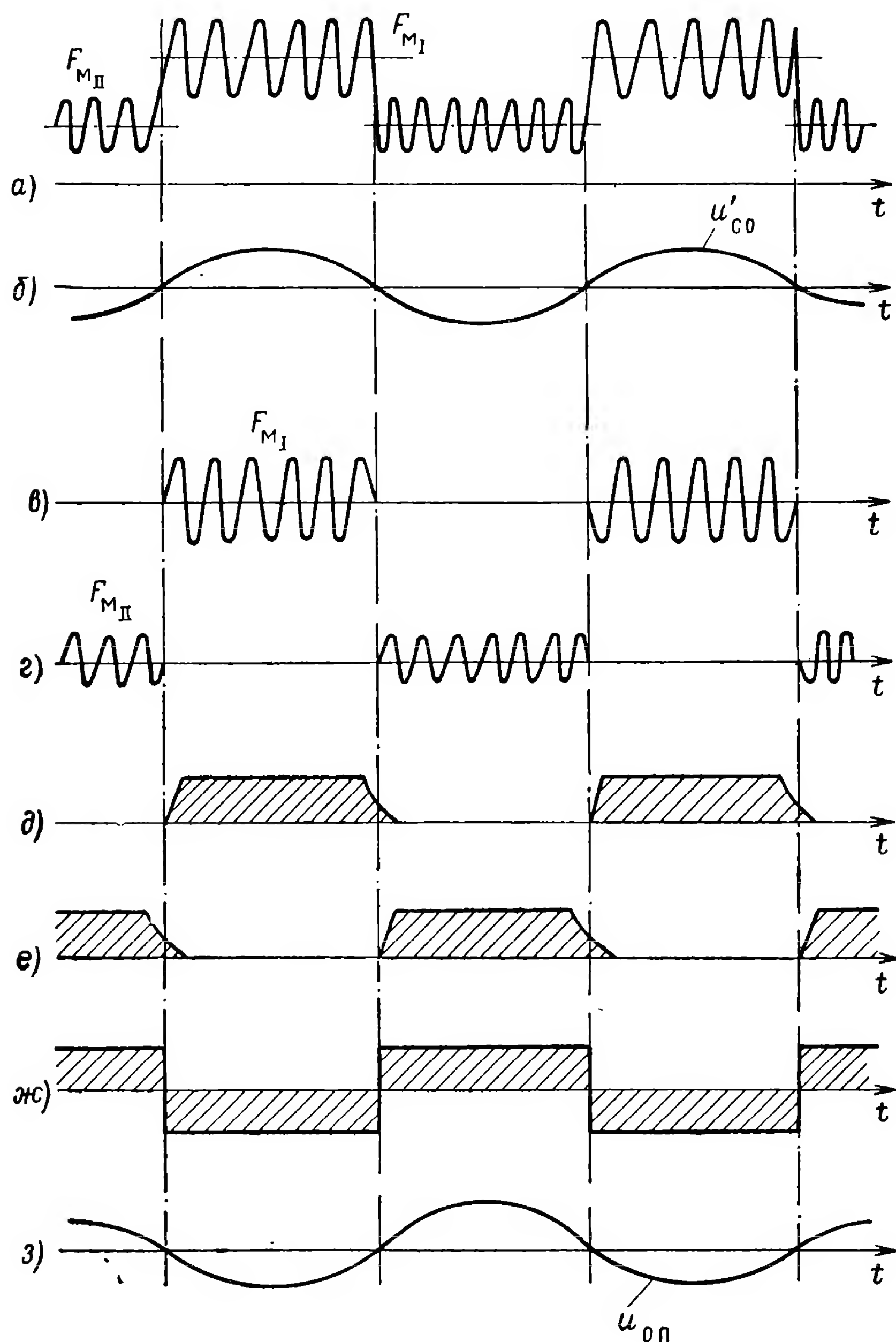


Рис. 5.14. Временные диаграммы сигналов в схеме радиоприемного устройства, изображенного на рис. 5.13.

с той разницей, что пиковые детекторы в данном случае не нужны, поскольку после выпрямителей сразу будут получены напряжения постоянного тока.

В рассмотренных системах наведения ошибки в основном возникают из-за смещения плоскости радиозоны. Причиной такого смещения может быть неточность установки передающей антенны, а также переломы радиоволн от поверхности земли и местных предметов.

Воздействие всякого рода помех на приемное устройство или паразитная амплитудная модуляция принимаемого сигнала приводят к появлению флуктуаций в командном сигнале, а следовательно, и к ошибкам наведения снаряда.

Рассмотрим еще один вариант осуществления радиозоны, основанный на применении передающей антенны с плавным качанием диаграммы направленности [51]. Излучение модулируется в передатчике, причем характер модуляции меняется в тот момент, когда диаграмма направленности проходит через заданное направление равносигнальной зоны. Таким образом, слева от равносигнальной зоны создается узконаправленное излучение с модуляцией I вида, а справа —

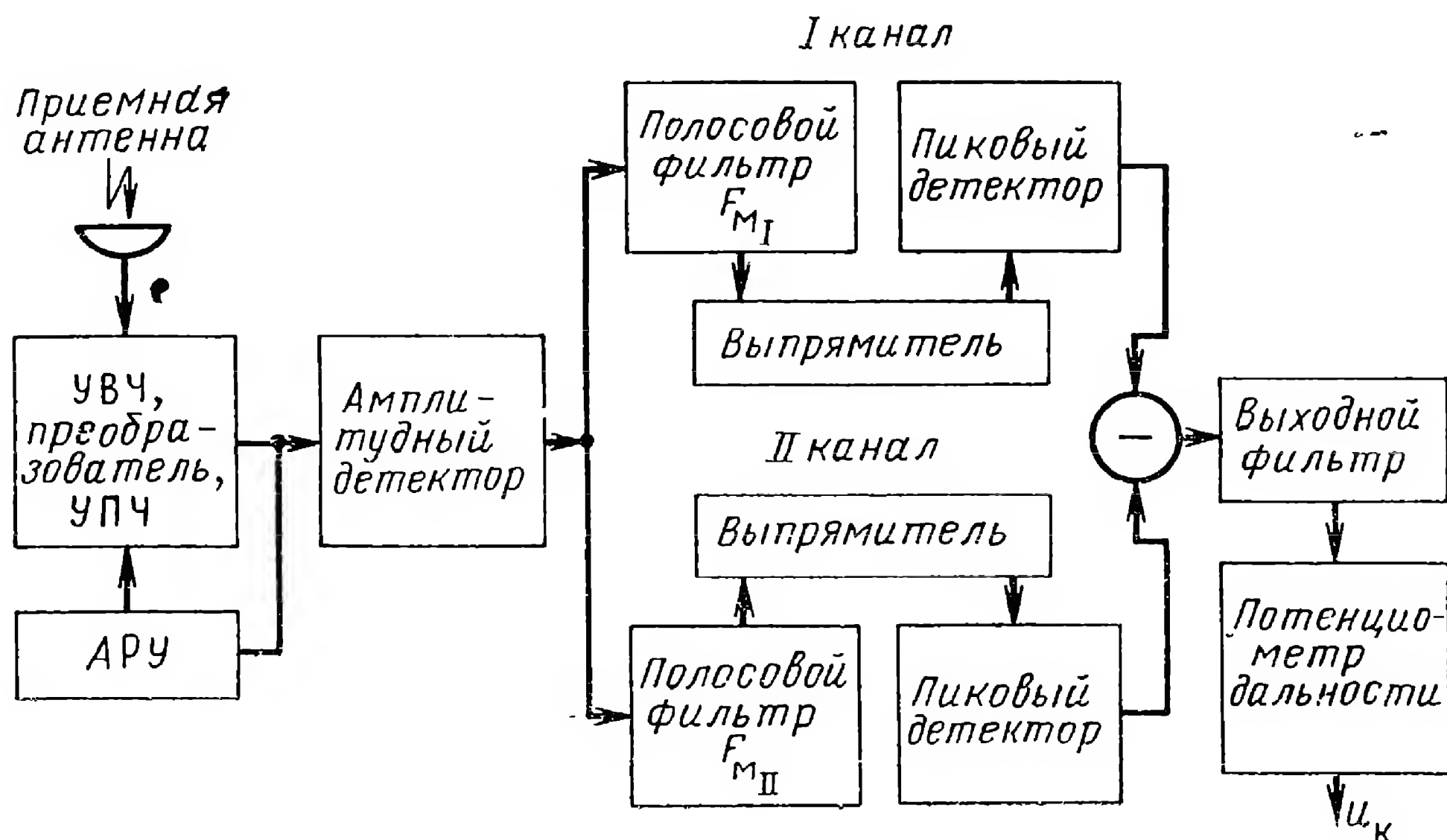


Рис. 5.15. Функциональная схема приемного устройства системы наведения по радиозоне (2-й вариант).

4.

с модуляцией II вида. Характер принимаемого на борту сигнала зависит от отклонения снаряда от равносигнальной зоны. Когда отклонение превышает ширину диаграммы направленности, будет приниматься сигнал только с одним видом модуляции, I вида — при отклонении влево и II вида — при отклонении вправо. При этом сигнал имеет вид импульса, длительность которого прямо пропорциональна ширине диаграммы и обратно пропорциональна скорости ее движения. Вблизи равносигнальной зоны в принятом сигнале будут содержаться оба вида модуляции, а в равносигнальной зоне I и II вид модуляции занимают в сигнале одинаковое время. В приемном устройстве имеются два канала, каждый из которых выделяет свою модуляцию и вырабатывает напряжение, пропорциональное времени ее существования. Разность этих напряжений образует командный сигнал. Величина командного сигнала и угол отклонения от радиозоны связаны пропорциональной зависимостью только в узкой области, ширина которой примерно равна ширине диаграммы направленности. Вне этой области командный сигнал не зависит от отклонения, т. е. характеристика радиозвона приближается к релейной. Поскольку рассмотренная си-

стема работает с узконаправленным излучением, задача уменьшения переотражений от Земли и окружающих предметов облегчается. Представляет интерес возможность осуществления такой системы в оптическом диапазоне с использованием в качестве источников излучения лазеров [95].

В заключение отметим, что все рассмотренные методы наведения по радиозоне в принципе могут быть использованы не только для наведения в плоскости, но также и для пространственного наведения. Это может быть достигнуто за счет образования двух взаимно перпендикулярных равносигнальных плоскостей, пересечение которых дает прямую, как в системе наведения по радиолучу (см. § 5.2).

2. Временная импульсная система радиотеленаведения

В качестве примера временной системы радиотеленаведения рассмотрим систему, которая так же, как и предыдущая, ликвидирует боковые отклонения снаряда от заданной вертикальной плоскости.

Функциональная схема радиотехнической части приведена на рис. 5.16. На рис. 5.17 показаны геометрические соотношения, относящиеся к подобной задаче. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы 5.16, даны на рис. 5.18.

Рассмотрим работу схемы, изображенной на рис. 5.16. На борту управляемого снаряда установлен радиопередатчик (радиомаяк), излучающий на несущей частоте f_1 периодическую последовательность радиоимпульсов с частотой повторения F_i (рис. 5.18, а).

Радиоприемные устройства первого и второго опорных пунктов настроены на частоту f_1 . Следовательно, радиоимпульсы бортового передатчика будут приняты приемными устройствами обоих пунктов (рис. 5.18, б_I, б_{II}).

Радиопередающее устройство первого пункта переизлучает принятые импульсы без изменения их частоты повторения и длительности на несущей частоте f_{2I} (рис. 5.18, в_I). Временная задержка при этом переизлучении отсутствует (временем задержки в радиотехнических трактах пунктов, которое обуславливается полосой пропускания, пренебрегаем).

Радиопередающее устройство второго опорного пункта переизлучает принятые импульсы также без изменения их частоты повторения и длительности, но с задержкой τ_{zo} (рис. 5.18, в_{II}) и на другой несущей частоте f_{2II} . Последнее обеспечивает возможность частотного разделения каналов в бортовом приемном устройстве. Первое бортовое радиоприемное устройство настроено на частоту f_{2I} , второе — на частоту f_{2II} . Частоты f_{2I} и f_{2II} и полосы пропускания бортовых радиоприемных устройств выбираются таким образом, чтобы обеспечить раздельный прием сигналов от обоих опорных пунктов.

Сигналы, принятые бортовыми радиоприемными устройствами (рис. 5.18, г), в результате детектирования превращаются в видеоимпульсы (точки d_I и d_{II} на схеме рис. 5.16 и соответствующие им временные диаграммы на рис. 5.18 d_I и d_{II}). Видеоимпульсы воздействуют

на триггер (рис. 5.16). На выходе триггера получается напряжение прямоугольной формы (рис. 5.18, е). Это напряжение управляет работой демодулятора временных интервалов, на выходе которого образуется сигнал u'_k . Если не учитывать инерционности выходного

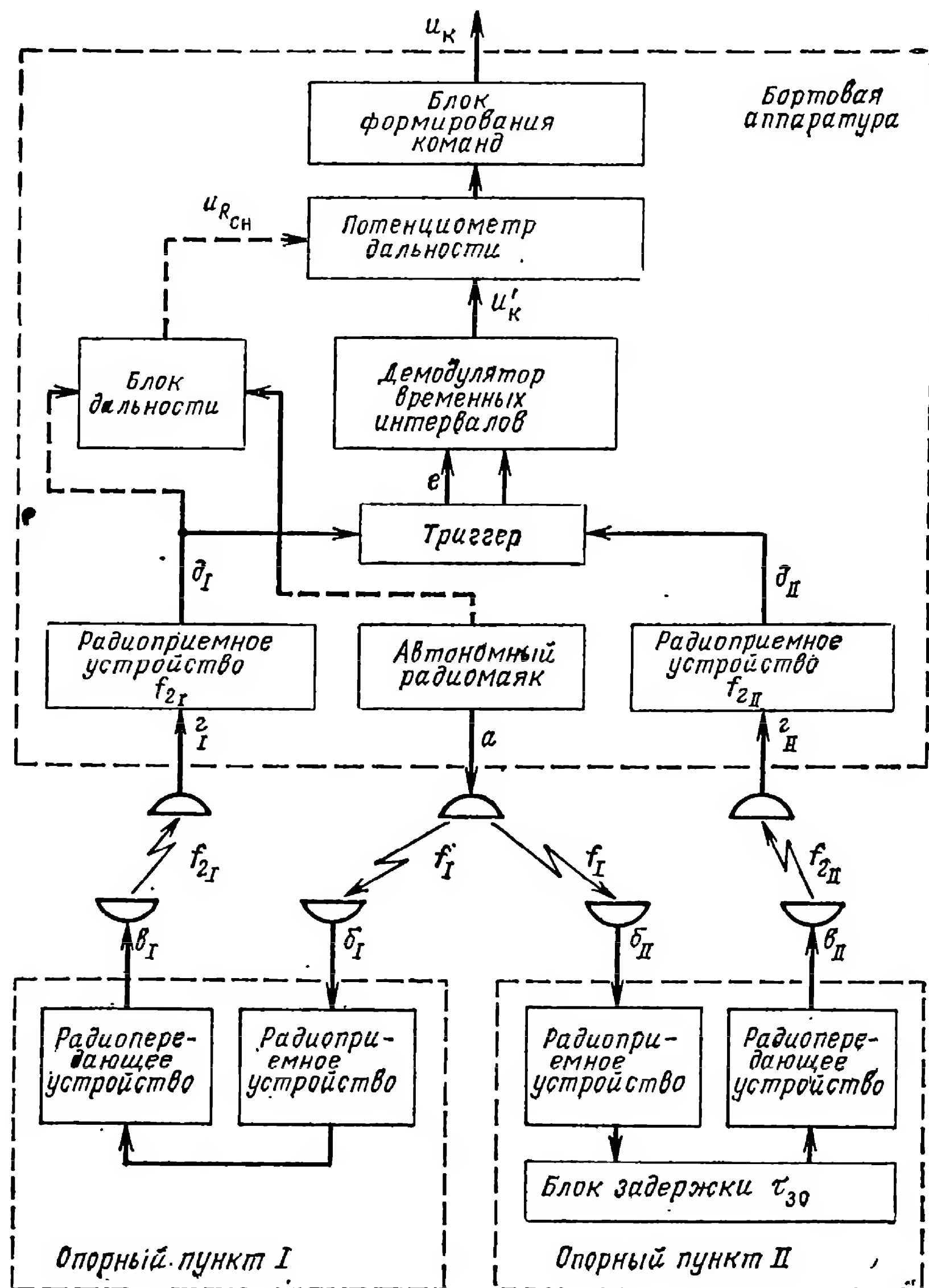


Рис. 5.16. Функциональная схема временно-импульсной системы радиотеленавещения в плоскости.

фильтра демодулятора временных интервалов, то значение этого сигнала можно определить следующим образом (см. гл. 4)

$$u'_k = \kappa_{II} \frac{T_I - T_{II}}{T_I + T_{II}} = \kappa_{II} \chi_k, \quad (5.4.2)$$

где T_I и T_{II} — длительности соответственно первого и второго временного интервала несимметричного прямоугольного напряжения (рис. 5.18, е); κ_{II} — коэффициент передачи демодулятора временных интервалов; χ_k — коэффициент команды.

После коррекции в потенциометре дальности, в блоке формирования команд образуется командный сигнал u_k , поступающий в автопилот. Потенциометр дальности в данной системе может управляться от программного механизма, как и в системах, рассмотренных ранее. Возможно также использовать импульсный характер излучения и управлять потенциометром дальности с помощью напряжения $u_{R_{сн}}$, пропорционального временному запаздыванию, т. е. расстоянию $R_I \simeq R_{сн}$ (рис. 5.17). Напряжение $u_{R_{сн}}$ вырабатывается в блоке дальности (рис. 5.16).

Установим для рассматриваемой системы радиотеленавещения связь между сигналом u'_k и углом отклонения $\psi_{сн}$ (рис. 5.17). При малых по сравнению с расстоянием до снаряда базах ($d \ll R_{сн}$) и небольших отклонениях снаряда от оси $x_{зм}$ (угол визирования $\psi_{сн}$ невелик) значение угла $\psi_{сн}$ определяется приближенным равенством

$$\psi_{сн} \simeq \frac{R_I - R_{II}}{d}, \quad (5.4.3)$$

где R_I и R_{II} — дальности до управляемого снаряда от первого и второго опорных пунктов соответственно.

Эти дальности связаны с временем распространения электромагнитных колебаний (τ_I, τ_{II}) следующими соотношениями

$$R_I = c\tau_I, \quad (5.4.4)$$

$$R_{II} = c\tau_{II}, \quad (5.4.5)$$

где c — скорость распространения.

Подставляя R_I и R_{II} в формулу (5.4.3), получаем

$$\psi_{сн} \simeq \frac{\tau_I - \tau_{II}}{d} c. \quad (5.4.6)$$

Установим теперь связь между интервалами времени τ_I и τ_{II} , с одной стороны, и длительностями импульсов прямоугольного напряжения на входе демодулятора временных интервалов T_I и T_{II} , с другой.

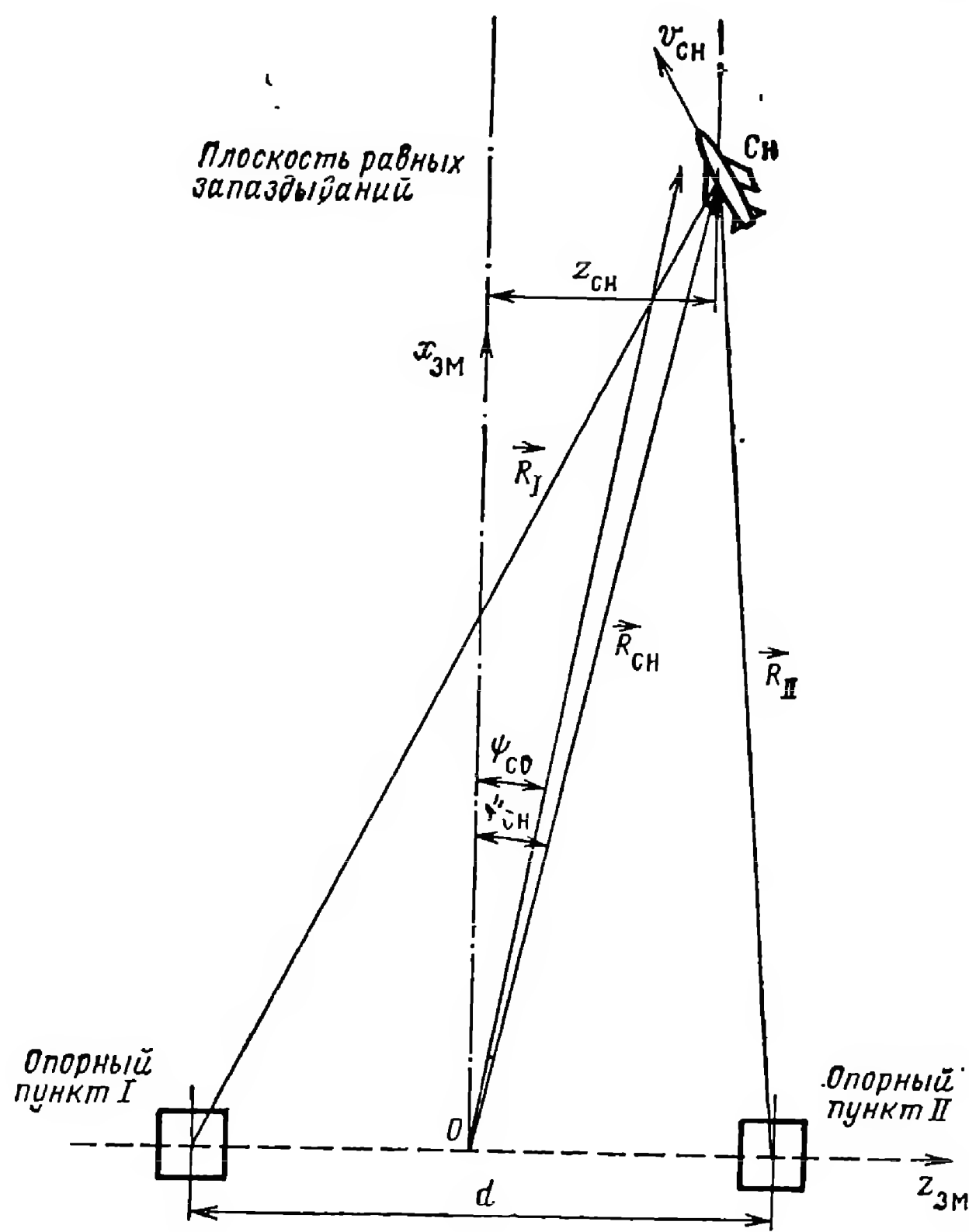


Рис. 5.17. Геометрические соотношения для временно-импульсной системы радиотеленавещения в плоскости.

Из рассмотрения временных диаграмм, приведенных на рис. 5.18, следует

$$T_I - T_{II} \simeq 4(\tau_I - \tau_{II}) + (T_i - 2\tau_{30}), \quad (5.4.7a)$$

$$T_I + T_{II} \simeq T_i. \quad (5.4.7б)$$

Полученные равенства справедливы, если пренебречь изменением значений расстояния R_I и R_{II} за время T_i , что практически вполне допустимо. Из соотношения (5.4.6) и (5.4.7 а) имеем

$$T_I - T_{II} \simeq 4\psi_{сн} \frac{d}{c} + (T_i - 2\tau_{30}). \quad (5.4.8)$$

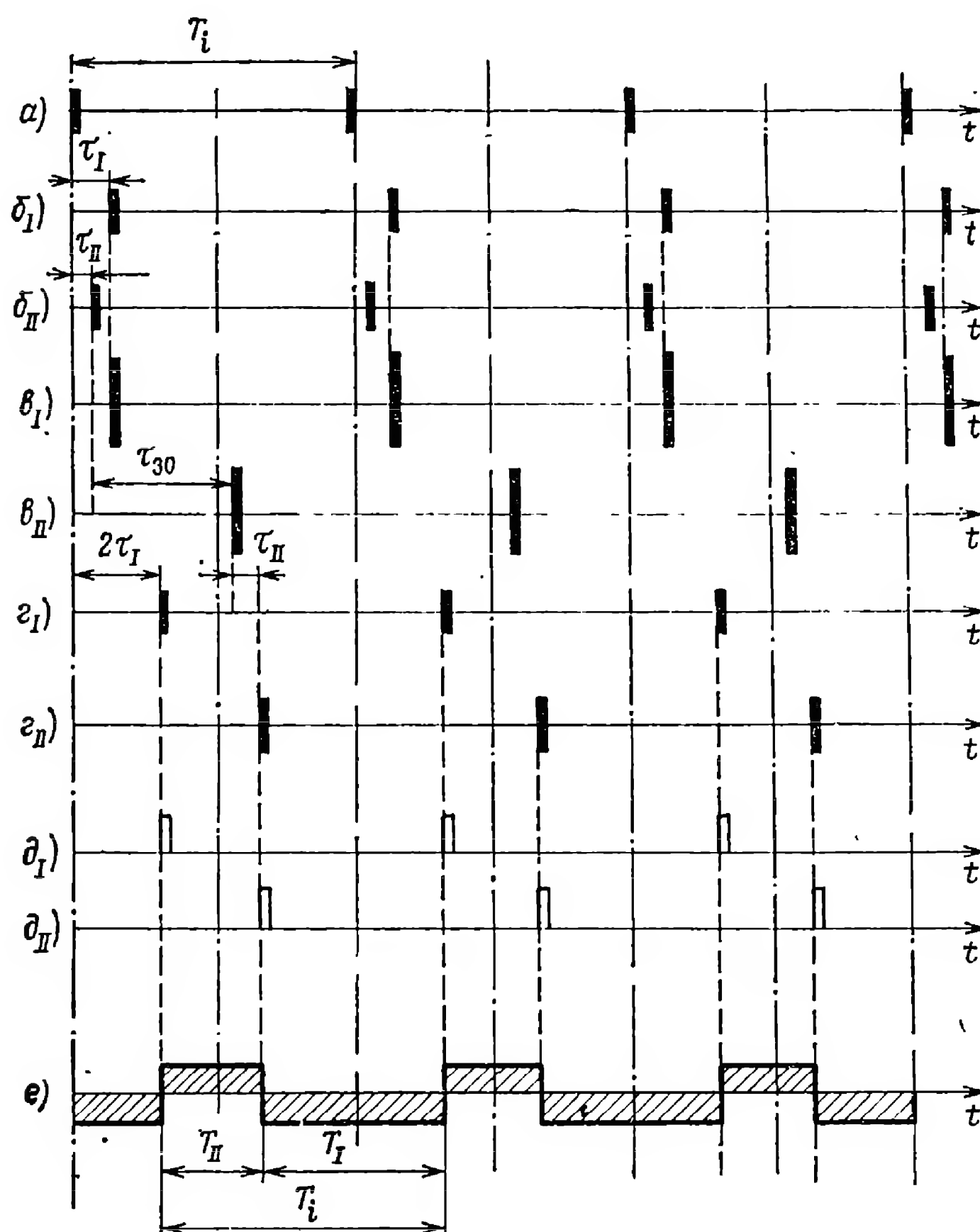


Рис. 5.18. Временные диаграммы сигналов в различных точках схемы рис. 5.16.

Из (5.4.2) с учетом (5.4.7 б) и (5.4.8) получим

$$u'_k \simeq 4\kappa_{п} \frac{d}{c} \frac{1}{T_i} (\psi_{сн} - \psi_{с0}), \quad (5.4.9)$$

где $\psi_{с0} = \left(\frac{c}{4d} \right) (T_i - 2\tau_{30})$.

Таким образом, при отклонении снаряда от направления, заданного углом $\psi_{с0}$, рассматриваемая система радиотеленаведения вырабатывает сигнал рассогласования u'_k . Следовательно, система обеспечивает наведение снаряда вдоль вертикальной плоскости, положение которой ($\psi_{с0}$) можно изменять, меняя время задержки сигнала (τ_{30})

в опорном пункте II. Если $\tau_{30} = 0,5 T_i$, наведение будет происходить вдоль плоскости равных запаздываний (рис. 5.17), перпендикулярной базе d и проходящей через ее середину.

Система радиотеленаведения в плоскости с временно-импульсной модуляцией сигнала во многом аналогична системе наведения по радиозоне. Однако она имеет существенное преимущество, которое состоит в возможности получить более стабильное направление наведения. Для получения высокой точности управления по радиозоне требуется тщательное выравнивание местности, улучшение проводимости поверхности в районе пункта управления и т. д. Система радиотеленаведения в плоскости с временно-импульсной модуляцией не имеет подобных недостатков.

Недостаток этой системы состоит в необходимости иметь два опорных пункта, разнесенных на местности на значительное расстояние (базу), величина которого определяется заданной точностью управления.

Функциональная схема (рис. 5.16) имеет два радиоканала и в принципе может рассматриваться как двухканальная радиолиния. В каждом из радиоканалов формируется информация о расстоянии от управляемого снаряда до соответствующего опорного пункта. Оба радиоканала идентичны, за исключением значения рабочих частот несущих колебаний.

В общую ошибку управления радиолиния вносит дополнительные составляющие. Разберем главные из них.

— Ошибка управления, возникающая из-за неидентичности первого и второго радиоканалов в отношении времени прохождения по ним сигналов. Если разность времени прохождения импульсов через первый и второй радиоканалы обозначить $\Delta\tau_t$, то измерение угла визирования в соответствии с формулой (5.4.6) будет осуществляться с ошибкой

$$\Delta\psi_{ct} \simeq \frac{\Delta\tau_t}{d} c. \quad (5.4.10)$$

В результате управление снарядом также будет осуществляться с соответствующей ошибкой. Уменьшить величину этой ошибки можно, например, расширением полосы пропускания радиоканалов. Можно также применить специальную предстартовую автоматическую калибровку. И наконец, как видно из формулы (5.4.10), можно увеличить базу системы.

— Ошибка наведения, возникающая из-за неправильной установки времени задержки τ_{30} или неточной ориентации базы. Эти ошибки могут быть уменьшены специальной юстировкой радиосистемы.

— Ошибка управления, определяемая собственными шумами, а также другими помехами, действующими на входах радиоприемных устройств, находящихся на борту и на опорных пунктах.

— При высоких требованиях к точности наведения существенной оказывается также составляющая ошибки управления, возникающая вследствие неоднородности атмосферы. Это является причиной случайных изменений скорости распространения электромагнитной энергии,

что в свою очередь вызывает флюктуации значений интервалов времени запаздывания τ_I и τ_{II} .

Задавая параметры радиосигнала в рассматриваемой радиолинии, следует обратить особое внимание на выбор частоты повторения импульсов. Максимальное значение частоты повторения ограничивается наибольшим возможным отклонением снаряда от заданной плоскости наведения ($\psi_{\text{макс}}$). При слишком высокой частоте повторения возникает неоднозначность в определении разности ($\tau_I - \tau_{II}$), в результате чего может измениться направление наведения. Соответствующее условие получим, полагая, что максимальное значение коэффициента команды χ_K при нормальной работе триггера (рис. 5.16) не должно превышать примерно 0,8.

Учитывая формулы (5.4.9) и (5.4.2), находим

$$F_i = \frac{1}{T_i} \leq \frac{c}{5d\psi_{\text{макс}}} . \quad (5.4.11)$$

Очевидно, что частота F_i должна также значительно превышать максимальную частоту в спектре командного сигнала.

САМОНАВЕДЕНИЕ

§ 6.1. СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ

1. Виды систем самонаведения

Самонаведением называется способ радиоуправления, при котором команда управления формируется на снаряде на основе информации (о взаимном положении и движении снаряда и цели), которая содержится в сигнале, поступающем на вход приемника.

В отличие от других способов управления при самонаведении пункт управления играет вспомогательную роль: обеспечивает старт снаряда, выбор цели, иногда содержит источник энергии, облучающий цель.

В данной главе рассматриваются системы самонаведения атмосферных снарядов.

В зависимости от места расположения источника энергии, создающего сигналы, поступающие к самонаводящемуся снаряду от цели, различают три вида самонаведения — активное, полуактивное и пассивное. При активном самонаведении передающее устройство, облучающее цель, расположено на управляемом снаряде. При полуактивном — такое передающее устройство устанавливается на пункте управления, а на снаряде имеется только приемник. В обоих случаях самонаведение осуществляется по сигналам, отраженным от цели. Пассивное самонаведение использует излучение самой цели. Это может быть, например, тепловое излучение двигателя или радиоизлучение связных или радиолокационных станций и других радиосредств, находящихся на цели. Наземные радиолокационные станции и другие радиотехнические средства и сами могут быть целями. Рассмотрим преимущества и недостатки активных и полуактивных систем.

Преимущество активной системы самонаведения состоит в полной автономности управления снарядом. Пункт управления после выстрела в процессе наведения не используется. Активные системы часто применяются в тех случаях, когда самонаведение осуществляется только на конечном участке траектории.

Дальность действия полуактивных систем самонаведения больше, чем активных, если самонаведение начинается непосредственно после старта. Это объясняется тем, что передатчик, установленный на пункте управления, может быть сделан более мощным, а передающая антенна может иметь большее усиление.

При активном самонаведении некоторая часть принимаемой энергии теряется в антенном переключателе. В полуактивной системе трудности стабилизации частот генератора передатчика и гетеродина приемника заставляют расширять полосу пропускания бортового приемника.

Бортовая аппаратура снаряда в полуактивной системе может быть сделана более простой, чем в активной, так как передающее устройство устанавливается на пункте управления. Правда, некоторым усложнением бортовой аппаратуры в случае полуактивной системы самонаведения является установка приемника прямого сигнала с пункта управления. Прямой сигнал используется для селекции отраженного от цели сигнала.

Системы самонаведения различают также по виду энергии, несущей информацию. В зависимости от диапазона применяемых электромагнитных волн различают тепловые (инфракрасные), радиотехнические (радиолокационные) и оптические системы. Тепловые (пассивные) системы самонаведения работают на основе приема теплового излучения двигателя или другого источника теплового излучения цели. Радиотехнические системы используют радиоволны, отражаемые или излучаемые целью. При активном и полуактивном самонаведении источник радиоволн входит в состав аппаратуры системы самонаведения.

Тепловая система самонаведения имеет преимущества по сравнению с радиотехнической. Аппаратура тепловой системы проще, угловая разрешающая способность и точность выше. Однако дальность действия тепловой системы сильно зависит от метеорологических условий. При благоприятных условиях дальность может достигать 20—30 км, а при неблагоприятных — в несколько раз меньше. Кроме того, интенсивность теплового излучения у многих целей существенно различна в различных направлениях. Поэтому дальность действия этих систем может сильно меняться также и в зависимости от направления атаки.

Характеристики радиотехнических систем самонаведения при соответствующем выборе диапазона волн практически не зависят от атмосферных условий. Подобные системы позволяют вести атаку цели с любого направления. Более низкая точность и меньшая разрешающая способность радиотехнических систем самонаведения объясняется тем, что в таких системах отношение размеров антенны к длине волны значительно меньше, чем отношение размеров объектива к длине волны у тепловых систем. Следовательно, диаграмма направленности антенны в радиотехнической системе при прочих равных условиях будет значительно шире, чем в тепловой системе. Для улучшения разрешающей способности радиотехнических систем может быть применено селектирование целей по дальности и по скорости.

В оптических системах используются видимые лучи (в диапазоне 0,76—0,4 мк). Преимуществом таких систем по сравнению с радиотехническими является высокая точность и разрешающая способность, а недостатком — сильная зависимость от метеорологических условий. Широкие перспективы применения оптических и инфракрас-

ных активных систем самонаведения возникли в связи с созданием в последние годы оптических квантовых генераторов.

Основным элементом бортовой системы самонаведения является пеленгатор, определяющий направление на цель и осуществляющий угловую селекцию цели. Пеленгатор вместе со вспомогательными устройствами дополнительной селекции цели образует визир цели.

При полуактивном самонаведении определенная часть бортовой радиоаппаратуры расположена в задней части снаряда (для приема прямого сигнала с пункта управления). Основная часть аппаратуры при таком самонаведении, а при активном и пассивном самонаведении вся аппаратура расположена в передней части снаряда и, вместе с нерadiотехнической частью системы управления (приводом антенны, гироскопическими датчиками и т. п.), образует головку самонаведения.

2. Области применения систем самонаведения

В системах самонаведения визир устанавливается на снаряде, что повышает точность наведения по сравнению со способами управления, в которых применяется визирование с пункта управления. Это и является основным преимуществом систем самонаведения*). В качестве основного недостатка, связанного с установкой визира цели на снаряде, следует отметить усложнение аппаратуры снаряда и ограничения на вес и габариты визира. В связи с этим при прочих равных условиях уменьшается помехозащищенность и дальность действия системы самонаведения по сравнению с системами, в которых визир цели установлен на пункте управления. Поэтому максимальная дальность действия систем самонаведения (особенно при активном самонаведении) в несколько раз меньше максимальной дальности действия систем радиуправления с пункта управления.

Из сказанного становятся ясными области применения систем самонаведения. Самонаведение применяется обычно в случаях, когда предъявляются повышенные требования к точности наведения управляемых снарядов (допустимый промах порядка единиц-десятков метров [6]), а дальности действия — до нескольких десятков-сотен километров [83], причем должно выполняться условие прямой геометрической видимости цели со снаряда. В тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к точности наведения и, вместе с тем, велика требуемая дальность действия, самонаведение применяют на последнем участке траектории, а на участке сближения используют наведение с пункта управления или автономное управление.

При рассмотрении движения самонаводящегося снаряда можно выделить следующие этапы:

*) Отметим, что в системах КРУ-II визир цели располагают также на снаряде (см. гл. 1). Затем изображение цели передается на пункт управления, где вырабатываются команды управления. Системы КРУ-II по методам наведения и по точностным характеристикам имеют много общего с системами самонаведения.

- этап подготовки к режиму самонаведения;
- отработка начальной ошибки прицеливания;
- преследование цели;
- движение снаряда после прекращения работы системы самонаведения (на этом этапе работает система управления подрывом боевого заряда — радиовзрыватель).

Рассмотрим начальные этапы самонаведения (этап подготовки к режиму самонаведения и отработку начальной ошибки прицеливания).

3. Начальные этапы управления снарядом. Минимально необходимая дальность самонаведения

На этапе подготовки к режиму самонаведения осуществляется управление стартом снаряда, если самонаведение применяется на всем участке наведения, или вывод управляемого снаряда в зону действия системы самонаведения при комбинированном управлении.

У п р а в л е н и е с т а р т о м включает в общем случае обнаружение, опознавание и выбор цели, расчет и обеспечение требуемого направления выстрела, управление во время разгона снаряда, захват цели головкой самонаведения и выработку команды на переход к режиму самонаведения.

О б н а р у ж е н и е ц е л и часто осуществляется с помощью обзорного радиолокатора, расположенного на пункте управления, а также с помощью оптических и инфракрасных систем.

Д л я о п о з н а в а н и я ц е л и может применяться специальная радиотехническая аппаратура. Так, например, свои самолеты оборудуются приемниками, принимающими сигналы радиолокационных станций обнаружения. Принятые сигналы используются для включения самолетного передатчика, посылающего кодированный ответный сигнал. Ответный сигнал принимается радиолокационной станцией обнаружения и сопоставляется с соответствующим отраженным сигналом, что позволяет опознать свой самолет [84].

Если управляемый снаряд предназначен для поражения только одной цели, а обнаружено несколько целей, то на пункте управления осуществляется выбор цели. После того, как цель выбрана, необходимо рассчитать направление выстрела, т. е. в случае быстродвижущейся цели при наведении методом пропорционального сближения необходимо рассчитать упрежденную точку встречи снаряда и цели, в которой они встретились бы, если бы, начиная с данного момента, векторы скоростей снаряда и цели не изменялись. Для обеспечения рассчитанного направления выстрела в случае, когда пункт управления установлен на самолете, может потребоваться специальный маневр самолета-носителя. Управление направлением выстрела необходимо для сведения к минимуму начальной ошибки прицеливания $\Delta\beta_{сн0}$ (угла между истинным и желаемым положением вектора скорости снаряда в момент начала работы системы самонаведения).

Важной операцией, предшествующей режиму самонаведения, является захват цели головкой самонаведения. Для осуществления

захвата необходимо все системы головки, осуществляющие селекцию цели, настроить таким образом, чтобы для управления использовался только сигнал от выбранной цели. В общем случае это обеспечивается: наведением антенны снаряда для селекции по направлению, установкой стробирующих импульсов в импульсной системе селекции по дальности и настройкой фильтров в системе селекции по скорости. Захват цели может осуществляться либо вручную оператором на пункте управления до старта, либо автоматически до или после старта.

Автоматический захват цели освобождает от этой работы оператора. Однако при этом увеличивается опасность того, что головка самонаведения захватит цель менее важную или вообще захвата не произойдет. Кроме того, наличие устройства автоматического захвата цели усложняет аппаратуру снаряда.

С другой стороны, ручной захват цели позволяет избавиться от недостатков автоматического захвата, но усложняет работу оператора, что особенно нежелательно в случае управляемых снарядов класса «Воздух—Воздух» и «Воздух—Поверхность».

Начиная с момента старта снаряд набирает необходимую скорость. На участке разгона скорость снаряда сильно меняется, а следовательно, и основные его параметры как объекта управления также существенно изменяются. Поэтому при разгоне основная система управления обычно не работает, хотя пеленгатор головки самонаведения может во избежание потери цели продолжать автослежение за ней. Начальная ошибка прицеливания в случае необходимости может быть уменьшена применением на участке разгона автономного нерадиотехнического управления.

Если режиму самонаведения предшествует работа какой-либо другой системы радиоуправления, то встает задача сопряжения траекторий управляемого снаряда для уменьшения начальной ошибки прицеливания при переходе к самонаведению. С этой точки зрения желательно применять такие методы наведения, при которых кинематическая траектория снаряда на этапе самонаведения является продолжением траектории его движения на предшествующем этапе. Так например, в случае неподвижной или медленнодвижущейся цели на первом этапе можно использовать метод накрытия цели, а на втором — метод погони.

В случае быстродвижущейся цели на обоих этапах необходимо использовать метод пропорционального сближения. При хорошем сопряжении траекторий начальная ошибка прицеливания будет обусловлена только неточностью работы системы радиоуправления.

Плохое сопряжение траекторий дает дополнительные начальные ошибки. Это может привести к тому, что система не войдет в режим самонаведения или, как показано далее, произойдет увеличение минимально необходимой дальности самонаведения.

Как правило, начальная ошибка бывает настолько большой, что для ее отработки снаряд развивает максимально возможное ускорение и движется по дуге окружности с минимально возможным радиусом кривизны ρ_{\min} . Контур управления работает при этом в нелинейном режиме. После уменьшения начальной ошибки до определенной вели-

чины контур самонаведения начинает работать в линейном режиме. При этом продолжается отработка начальной ошибки, но не с максимально возможным ускорением, а с ускорением, определяемым динамическими процессами в линейном контуре самонаведения.

Под минимально необходимой дальностью самонаведения следует понимать дальность $r_{ц\ мин}$, которая необходима для уменьшения начальной ошибки самонаведения до допустимой величины.

Минимальная дальность определяется двумя слагаемыми: $r_{ц\ мин} = r'_{ц\ мин} + r''_{ц\ мин}$, где $r'_{ц\ мин}$ — дальность, необходимая для отработки начальной ошибки до величины, обеспечивающей работу контура в линейном режиме; $r''_{ц\ мин}$ — дальность полета при работе контура в линейном режиме, необходимая для сведения начальной ошибки линейного режима до допустимой величины.

Для ориентировочной оценки $r_{ц\ мин}$ можно считать, что $r_{ц\ мин}$ приблизительно равно расстоянию, при пролете которого снаряд, двигаясь с максимально возможным поперечным ускорением $\omega_{п\ макс}$ по окружности радиуса $\rho_{сн\ мин}$, отрабатывает начальную ошибку $\Delta\beta_{сн\ 0}$ до нуля. Для небольших значений начальной ошибки

$$r_{ц\ мин} \simeq 2\rho_{сн\ мин} \Delta\beta_{сн\ 0} = 2 \frac{v_{сн}^2}{\omega_{п\ макс}} \Delta\beta_{сн\ 0}. \quad (6.1.1)$$

Например: при $v_{сн} = 1000$ м/сек, $\omega_{п\ макс} = 100$ м/сек², $\Delta\beta_{сн\ 0} = 0,2$ рад из (6.1.1) получаем $r_{ц\ мин} = 4$ км.

Практически минимальная дальность самонаведения должна несколько превышать значения, полученные из формулы (6.1.1), так как необходимо определенное время, чтобы снаряд развил максимальное поперечное ускорение. При анализе вопроса о минимальной дальности действия системы самонаведения для снарядов «Воздух—Воздух» следует также учитывать допустимое сближение самолета с целью в момент пуска ракет.

§ 6.2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ГОЛОВОК САМОНАВЕДЕНИЯ

В этом параграфе будут рассмотрены структурные схемы радиотехнических головок самонаведения*). Для простоты будут рассматриваться структурные схемы лишь для одного канала управления (канала курса) при движении крестокрылого снаряда в горизонтальной плоскости.

При составлении структурных схем будут использованы геометрические соотношения в горизонтальной плоскости, которые иллюстрируются рис. 6.1. На этом рисунке применены следующие обозначения:

$x_{зм\ сн}$ — ось невращающейся земной системы координат, центр которой совмещен со снарядом (см. § 1.2.3);

*) Аналогичные структурные схемы могут применяться и в случае инфракрасного и оптического визирования.

$\vec{v}_{сн}$ и $\vec{x}_{сн}$ — вектор скорости и ось снаряда;
 $\vec{x}_{рз}$ — равносигнальное направление (равносигнальная зона);
 $\vec{r}_ц$ — линия визирования цели (вектор снаряд—цель).

Обозначения углов показаны на рис. 6.1.

1. Головки самонаведения для малоподвижных целей

Для поражения неподвижных и малоподвижных целей применяют наведение по кривой погони, при котором на цель направляют вектор скорости снаряда (см. гл. 1). Технически проще, однако, реализовать прямой метод наведения, при котором на цель направляется не вектор скорости, а ось снаряда. В этом случае равносигнальное направление, создаваемое антенной, совпадает с осью снаряда. Если цель отклоняется от этого направления, то в радиовизире цели вырабатывается сигнал расогласования, который (после соответствующих преобразований) подается на рули и приводит к повороту снаряда.

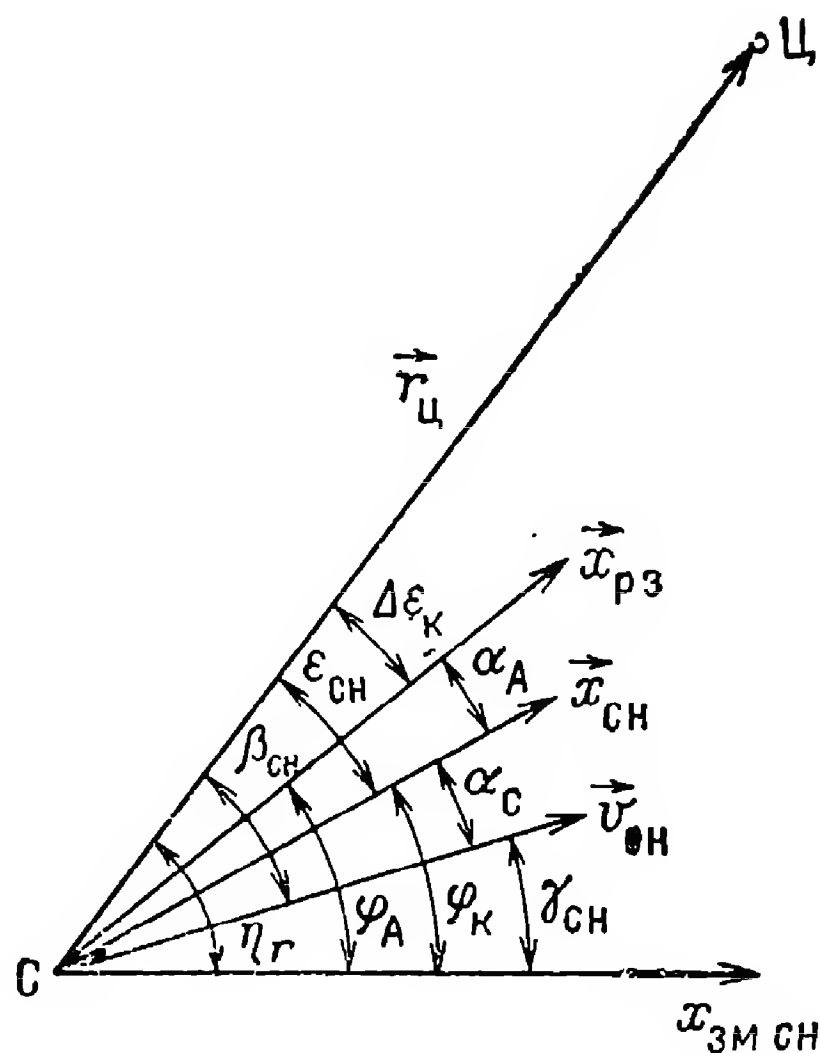


Рис. 6.1. Геометрические соотношения в горизонтальной плоскости.

Как уже говорилось в § 1.24, метод прямого наведения имеет недостатки, связанные с кривизной кинематической траектории. Метод погони при наведении на неподвижные или малоподвижные цели свободен от этих недостатков. Для реализации последнего метода сле-

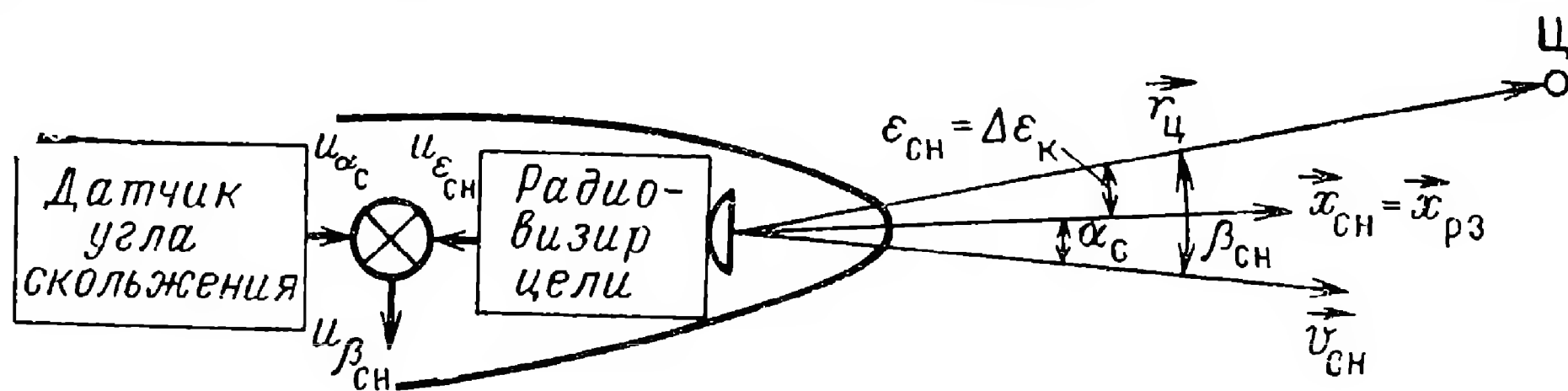


Рис. 6.2. Упрощенная функциональная схема головки самонаведения с измерительным флюгером (канал курса).

дует учитывать углы атаки и скольжения, которые могут быть измерены во время полета с помощью флюгерных датчиков. На рис. 6.2 изображена упрощенная функциональная схема канала курса головки самонаведения с измерительным флюгером (датчиком угла скольжения). Сигнал с флюгерного датчика угла скольжения $u_{\alpha_с}$ суммируется с сигналом радиовизира цели $u_{\epsilon_{сн}}$ (антенна радиовизира неподвижно закреплена на корпусе снаряда). Таким образом, получается напряжение $u_{\beta_{сн}}$, пропорциональное углу $\beta_{сн}$, равное $u_{\beta_{сн}} = u_{\alpha_с} + u_{\epsilon_{сн}} = \kappa \beta_{сн}$. Это напряжение

при методе наведения по кривой погони и является сигналом рас-
согласования. Для простоты здесь и далее скорость ветра не учиты-
вается.

Недостатком системы самонаведения с измерительным флюгером является то, что геометрическая ось антенны визира оказывается отклоненной от направления на цель (в горизонтальной плоскости на величину угла скольжения), что требует расширения диаграммы направленности антенны. При этом уменьшаются угловая чувствительность и коэффициент усиления антенны, а следовательно, и максимальная дальность действия. От этого недостатка свободна система самонаведения с силовым флюгером (рис. 6.3). При этом антенна визира закрепляется на подвижной платформе, ось которой

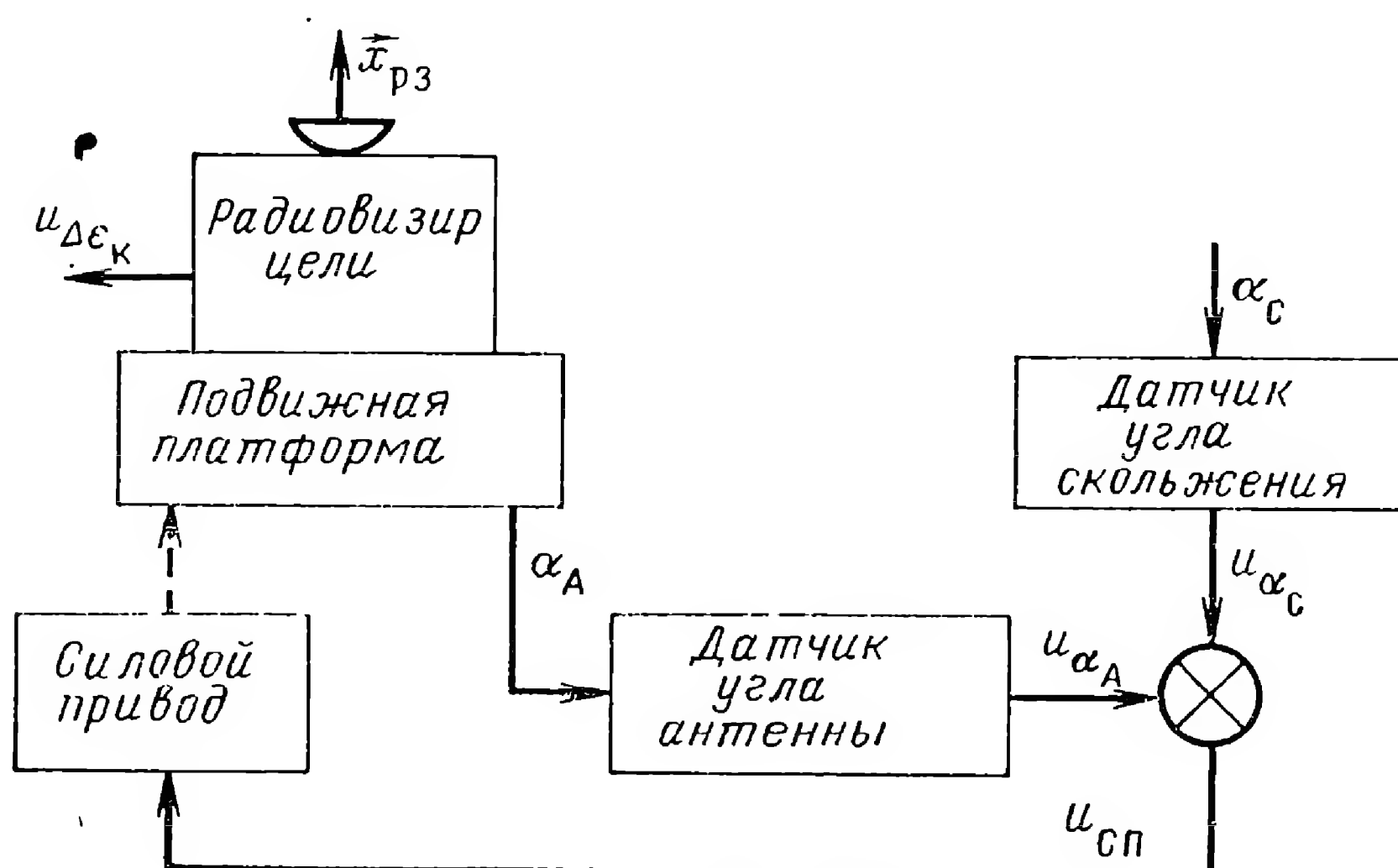


Рис. 6.3. Функциональная схема головки самонаведения с силовым флюгером (канал курса).

ориентируется по вектору скорости снаряда. Ориентация осуществляется с помощью замкнутой системы автоматического регулирования. Датчик угла скольжения (рис. 6.3) связан с флюгером, который всегда поворачивается вдоль вектора $\vec{v}_{\text{сн}}$. Поэтому датчик угла скольжения выдает приборный аналог u_{α_c} угла скольжения α_c . Датчик угла антенны измеряет угол α_A поворота антенной платформы относительно корпуса снаряда и выдает приборный аналог u_{α_A} этого угла. Суммарный сигнал $u_{\Sigma\P} = u_{\alpha_c} + u_{\alpha_A}$ подается на силовой привод, который разворачивает антенную платформу до тех пор, пока угол α_A не станет равным углу α_c (с обратным знаком), т. е. пока ось антенны не совпадет с вектором скорости снаряда. В этом случае $u_{\Sigma\P} = 0$.

Структурная схема головки самонаведения с силовым флюгером изображена на рис. 6.4. Датчики углов α_c , α_A и радиовизир цели на этом рисунке считаются безынерционными с коэффициентом передачи соответственно K_{α_c} , K_{α_A} , K_p ; передаточная функция силового

привода обозначена через $\Phi_{сн}(p)$. Радиовизир цели измеряет угол $\Delta\epsilon_K = \epsilon_{сн} - \alpha_A$ и выдает приборный аналог $u_{\Delta\epsilon_K}$ этого угла

$$u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_p \Delta\epsilon_K = \kappa_p (\epsilon_{сн} - \alpha_A) \approx \kappa_p (\epsilon_{сн} - \alpha_c) = \kappa_p \beta_{сн}.$$

Таким образом, осуществляется измерение угла $\beta_{сн}$ между вектором скорости и направлением на цель и вырабатывается сигнал рассогласования при наведении по методу кривой погони.

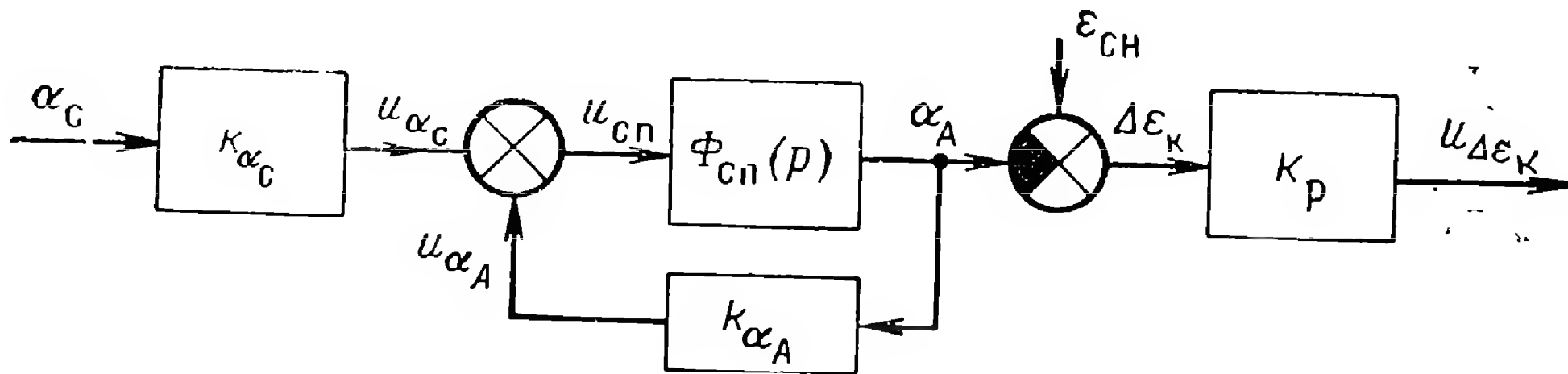


Рис. 6.4. Структурная схема головки самонаведения с силовым флюгером

Недостатком системы самонаведения с силовым флюгером по сравнению с системой с измерительным флюгером является сложность первой из них.

2. Головки самонаведения для быстродвижущихся целей

Для наведения на быстродвижущиеся цели применяют метод пропорционального сближения (см. гл. 1). Задачей головки самонаведения является получение сигнала рассогласования Δu_K , пропорционального угловой скорости вращения линии снаряд—цель $\vec{r}_ц$, т. е. величине $\dot{\eta}_r$ (рис. 6.1): $\Delta u_K = \kappa_1 \dot{\eta}_r$. При этом углы между осью снаряда (или вектором скорости) и направлением на цель могут достигать больших значений. Здесь практически уже нельзя использовать рассмотренные ранее визиры — с неподвижной относительно корпуса антенной и с антенной, ориентируемой по вектору скорости снаряда, поскольку равносигнальное направление должно быть направлено на цель.

В простейшем случае может быть использован визир, установленный на корпусе снаряда, с антенной, автоматически следящей за целью (с а в т о с л е д я щ е й а н т е н н о й).

Структурная схема головки самонаведения с автоследящей антенной изображена на рис. 6.5. На этом рисунке радиовизир отображен безынерционным звеном с коэффициентом передачи κ_p . На выходе этого звена образуется напряжение $u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_p \Delta\epsilon_K$, пропорциональное угловому отклонению $\Delta\epsilon_K$ равносигнального направления $\vec{x}_{рз}$ от линии визирования $\vec{r}_ц$ (рис. 6.1). Напряжение $u_{\Delta\epsilon_K}$ подается на силовой привод. Силовой привод разворачивает антенну на угол α_A относительно оси снаряда $\vec{x}_{сн}$, так что угол $\Delta\epsilon_K = \epsilon_{сн} - \alpha_A$ уменьшается. Таким образом, замыкается автомати-

ческая система слежения антенны за целью. В данной системе применяется силовой привод без жесткой обратной связи, его передаточная функция $\Phi_{сп}(p)$ содержит интегрирующее звено. Поэтому система слежения антенны за целью является астатической системой регулирования.

Как известно [3], ошибка слежения $\Delta\epsilon_K$ астатической системы регулирования (и пропорциональная ей величина $u_{\Delta\epsilon_K}$) в стационарном режиме пропорциональны скорости изменения входной величины $\dot{\epsilon}_{сн}$. Поэтому при $\dot{\epsilon}_{сн} = \text{const}$ в стационарном режиме на выходе радиовизира будет напряжение

$$u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_1 \dot{\epsilon}_{сн}, \quad (6.2.1)$$

где κ_1 — коэффициент пропорциональности, зависящий от передаточной функции силового привода $\Phi_{сп}(p)$ и коэффициента передачи радиовизира κ_p :

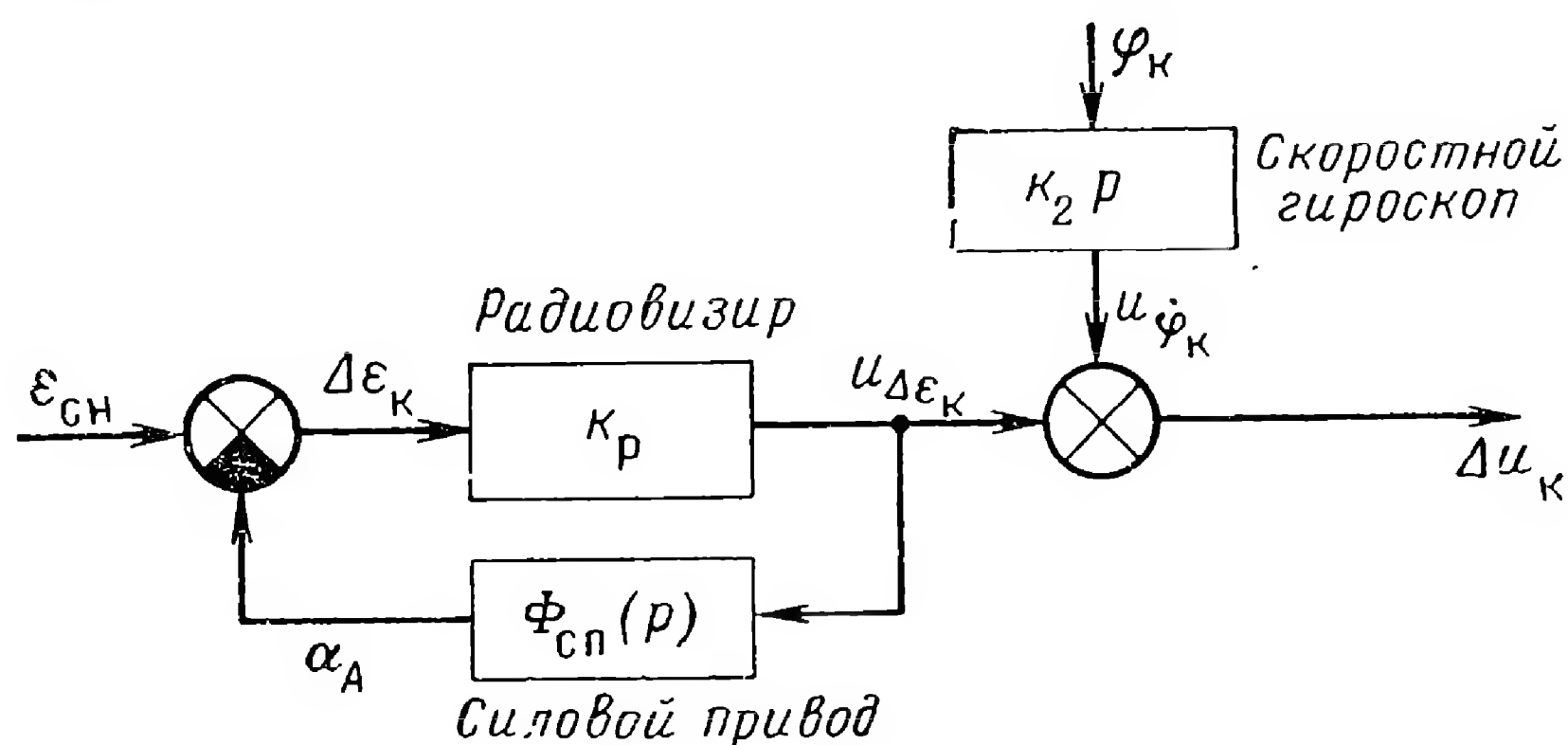


Рис. 6.5. Структурная схема головки самонаведения с автоследящей антенной.

Для получения сигнала рассогласования Δu_K , пропорционального угловой скорости вращения линии снаряд—цель, к сигналу $u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_1 \dot{\epsilon}_{сн}$ следует добавить сигнал $u_{\dot{\varphi}_K} = \kappa_2 \dot{\varphi}_K$, пропорциональный производной курсового угла $\dot{\varphi}_K$ (рис. 6.5), т. е.

$$\Delta u_K = u_{\Delta\epsilon_K} + u_{\dot{\varphi}_K}. \quad (6.2.2)$$

Сигнал $u_{\dot{\varphi}_K}$ получается с помощью скоростного гироскопа, который на структурной схеме рис. 6.5 отображен дифференцирующим звеном с передаточной функцией $\kappa_2 p$.

В случае $\kappa_1 = \kappa_2$ из 6.2.1 и 6.2.2 получаем

$$\Delta u_K = \kappa_1 (\dot{\epsilon}_{сн} + \dot{\varphi}_K) = \kappa_1 \dot{\eta}_r. \quad (6.2.3)$$

Рассмотренная головка самонаведения с автоследящей антенной имеет два существенных недостатка.

Первый недостаток связан с тем, что условие $\kappa_1 = \kappa_2$ точно выполнить не удастся, следовательно, соотношение (6.2.3) реализуется

лишь приближенно. Это приводит к снижению точности управления и затрудняет обеспечение устойчивости контура самонаведения.

Второй недостаток связан с тем, что самонаводящийся снаряд при полете совершает угловые колебания. Эти колебания приводят к соответствующим колебаниям угла $\epsilon_{сн}$ (рис. 6.5), а следовательно, к снижению точности определения угловой скорости вращения линии визирования цели. Для устранения влияния этих колебаний применяют специальные системы стабилизации положения антенн с автономными измерителями угловых колебаний снаряда (скоростными или позиционными гироскопами) [58].

Оба недостатка могут быть существенно ослаблены при использовании антенны со следящим гироскопом. В этом случае антенна жестко связана с главной осью позиционного гироскопа

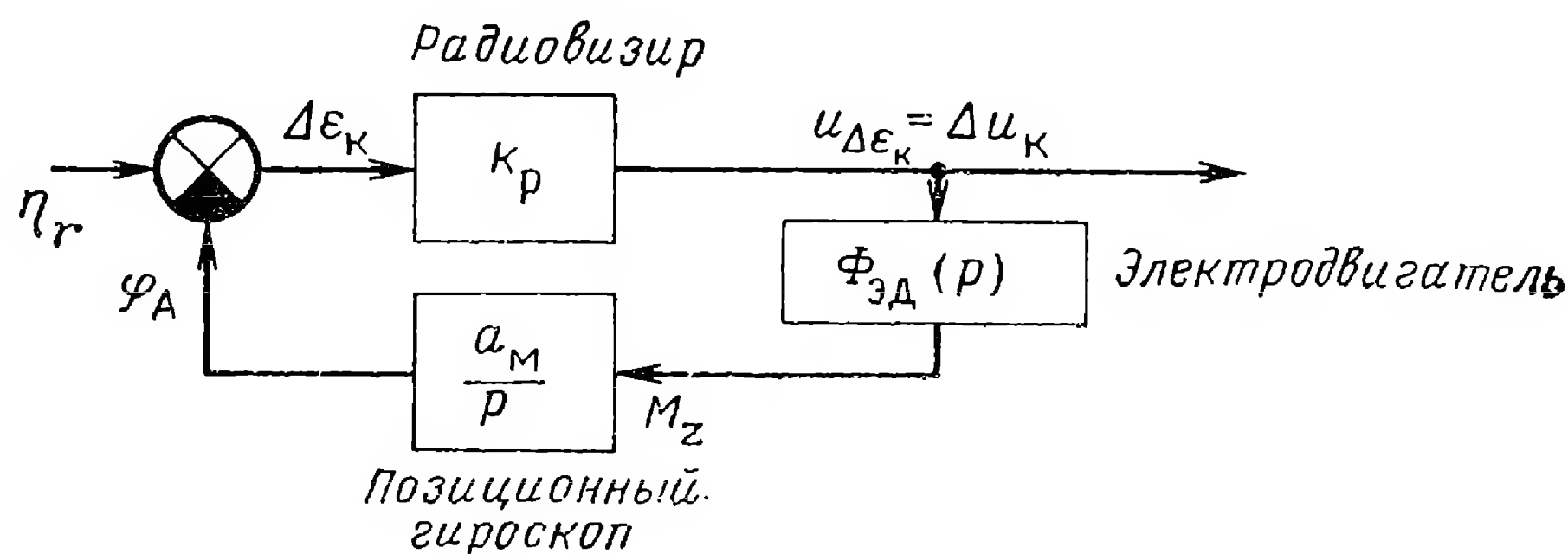


Рис. 6.6. Структурная схема головки самонаведения со следящим гироскопом.

x_r (рис. 1.29). При отклонении оси антенны от направления на цель на угол $\Delta\epsilon_K$ радиовизир цели вырабатывает соответствующий сигнал ошибки

$$u_{\Delta\epsilon_K} = k_p \Delta\epsilon_K. \quad (6.2.4)$$

Сигнал ошибки $u_{\Delta\epsilon_K}$ подается на моментный электродвигатель, создающий вокруг оси гироскопа \vec{z}_r момент M_z , равный

$$M_z = \Phi_{эд}(p) u_{\Delta\epsilon_K}. \quad (6.2.5)$$

Здесь $\Phi_{эд}(p)$ — передаточная функция электродвигателя от управляющего напряжения на его входе до создаваемого им момента.

Под влиянием приложенного момента ось гироскопа x_r прецессирует таким образом, что угол $\Delta\epsilon_K$ уменьшается, причем угловая скорость вращения этой оси прямо пропорциональна приложенному моменту, т. е.

$$\dot{\varphi}_A = a_M M_z. \quad (6.2.6)$$

Структурная схема канала курса головки самонаведения со следящим гироскопом показана на рис. 6.6. Так как в структурной схеме контура содержится интегрирующее звено, то напряжение $u_{\Delta\epsilon_K}$ оказывается в установившемся режиме пропорциональным ско-

рости изменения входной величины (в данном случае — угловой скорости вращения линии визирования цели $\dot{\eta}_r$) и, следовательно, может использоваться в качестве сигнала рассогласования Δu_K при наведении по методу пропорционального сближения ($\Delta u_K = u_{\Delta \varepsilon_K}$).

Следует отметить, что в тех случаях, когда гироскоп сочленяется с антенной системой, имеющей значительные габариты и вес, свойства головки самонаведения со следящим гиروهридом существенно ухудшаются. Поэтому при небольших габаритах стабилизируемой части антенно-фидерной системы применяется головка самонаведения со следящим гиروهридом, а при больших габаритах могут оказаться целесообразными применение головки самонаведения с автоследящей антенной и специальные меры для «развязки» внутреннего контура головки самонаведения от угловых колебаний снаряда.

3. Внутренние контуры головок самонаведения

Все рассмотренные выше типы головок самонаведения, кроме головки самонаведения с неподвижно закрепленной на корпусе снаряда антенной, выполняются как следящие системы автоматического регулирования. Слежение осуществляется либо за направлением вектора скорости снаряда, либо за направлением на цель. Соответствующие контуры автоматического регулирования являются внутренними по отношению к основному, внешнему контуру управления движением снаряда.

Упрощенные структурные схемы внутренних контуров головок самонаведения изображены на рис. 6.4—6.6. Рассмотрим теперь эти схемы более подробно.

В первом приближении пренебрежем постоянными времени датчиков и радиовизира и учтем лишь постоянную времени электродвигателя. При этом передаточная функция силового привода (электродвигателя с редуктором) от входного напряжения до угла поворота антенны в схемах рис. 6.4 и 6.5 описывается совокупностью инерционного и интегрирующего звеньев

$$\Phi_{с п}(p) = \frac{\kappa_{эд}}{p(1 + T_{эд}p)}, \quad (6.2.7)$$

а передаточная функция электродвигателя с редуктором в схеме рис. 6.6 от $u_{\Delta \varepsilon_K}$ до M_z — инерционным звеном

$$\Phi_{эд}(p) = \frac{\kappa_{эд}}{1 + T_{эд}p}. \quad (6.2.8)$$

В рассматриваемом приближении структурные схемы внутренних контуров всех головок самонаведения имеют одно и то же строение, а именно каждая из них включает в себя последовательное соединение интегрирующего и инерционного звеньев.

В качестве примера анализа внутренних контуров рассмотрим внутренний контур головки самонаведения со следящим гиروهридом (рис. 6.6) (остальные контуры анализируются аналогично).

Более подробная структурная схема внутреннего контура рассматриваемой головки самонаведения изображена на рис. 6.7. Через κ_y обозначен коэффициент передачи усилителя постоянного тока и электромашинного усилителя, которые обычно ставят между приемником и электродвигателем. Угол $\Delta\epsilon_k$ является ошибкой слежения антенны за целью. Внутренний контур должен обеспечить малую величину $\Delta\epsilon_k$, так как увеличение ошибки слежения приводит к опасности потери цели или к необходимости расширения диаграммы направленности антенны.

С контуром автоматического регулирования, подобным изображенному на рис. 6.7 сплошными линиями, мы уже встречались в § 4.11 (см. рис. 4.37). Там же приводилась методика вычисления динамической ошибки [см. формулы (1.5.6); (4.11.4)]. Для уменьшения ди-

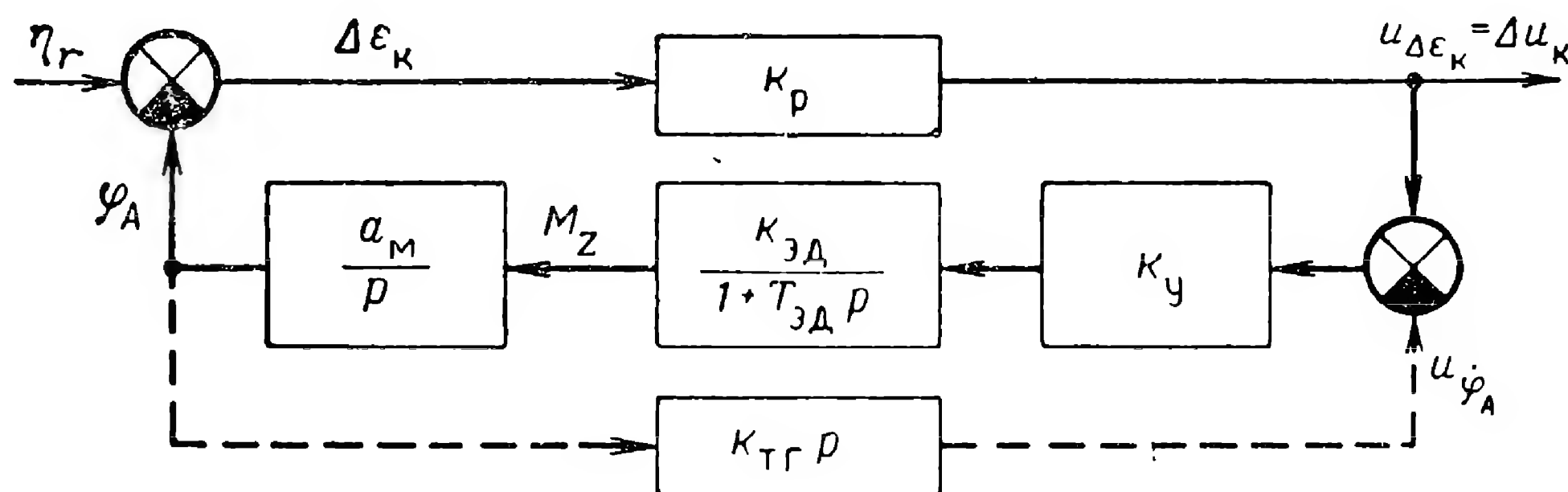


Рис. 6.7. Развернутая структурная схема внутреннего контура головки самонаведения со следящим гирос приводом.

намической ошибки следует повышать общий коэффициент усиления $\kappa_{\Sigma} = \kappa_p \kappa_y \kappa_{\text{эД}} a_m$. Однако при этом переходные процессы в контуре регулирования приобретают сильно выраженный колебательный характер. Для уменьшения колебательности применяют местную гибкую обратную связь с помощью тахогенератора, дающего напряжение $u_{\dot{\varphi}_A}$, пропорциональное угловой скорости $\dot{\varphi}_A$ (пунктирная ветвь на рис. 6.7). Тогда передаточная функция всего внутреннего контура от η_r до $u_{\Delta\epsilon_k} = \Delta u_k$ описывается следующим выражением:

$$\Phi_p(p) = \frac{\kappa_p p (1 + T'_{\text{эД}} p)}{T'_{\text{эД}} (p^2 + 2d\omega_0 p + \omega_0^2)}, \quad (6.2.9)$$

где

$$T'_{\text{эД}} = \frac{T_{\text{эД}}}{a_m \kappa_y \kappa_{\text{эД}} \kappa_{\text{тг}} + 1};$$

$$\omega_0^2 = \frac{a_m \kappa_p \kappa_y \kappa_{\text{эД}}}{T_{\text{эД}}};$$

$$2d\omega_0 = \frac{1 + \kappa_y \kappa_{\text{эД}} \kappa_{\text{тг}} a_m}{T_{\text{эД}}}.$$

Вместе с тем, при точном измерении головкой самонаведения угловой скорости вращения линии визирования $\dot{\eta}_r$ необходимо, чтобы

передаточная функция внутреннего контура описывалась дифференцирующим звеном

$$\Phi_p(p) = \kappa_1 p, \quad (6.2.10)$$

где κ_1 — некоторый коэффициент пропорциональности.

При правильно спроектированной головке самонаведения отличие передаточной функции (6.2.9) от (6.2.10) проявляется лишь на частотах, лежащих вне полосы пропускания контура управления движением самонаводящегося снаряда $\Delta F_{\text{э}}$. Это будет выполнено, если частоты среза форсирующего и колебательного звеньев в (6.2.9) $1/2\pi T'_{\text{эд}}$ и $\omega_0/2\pi$ будут значительно больше $\Delta F_{\text{э}}$. При этом, хотя отличие передаточной функции (6.2.9) от (6.2.10) и приводит к появлению динамических ошибок при измерении угловой скорости $\dot{\eta}_r$, однако эти ошибки практически на процесс наведения снаряда не влияют. Из сравнения (6.2.9) и (6.2.10) находим выражение для κ_1 :

$$\kappa_1 = \frac{\kappa_p}{T'_{\text{эд}} \omega_0^2}. \quad (6.2.11)$$

§ 6.3. ВИЗИРЫ ЦЕЛИ В ГОЛОВКАХ САМОНАВЕДЕНИЯ

В этом параграфе рассматриваются типичные примеры тепловых и радиолокационных визиров цели систем самонаведения.

Радиолокационные визирь (радиовизирь) по характеру излучения подразделяются на радиовизирь с импульсным и с непрерывным излучением, а по методу пеленгации — на радиовизирь последовательного действия и радиовизирь с мгновенным равносигнальным направлением. В радиовизирях последовательного действия равносигнальное направление создается путем периодического изменения положения диаграммы направленности антенны. Примером радиовизира этого типа является радиовизир со сканирующей антенной.

В радиовизирях с мгновенным равносигнальным направлением прием сигналов осуществляется на несколько антенн. (Для краткости будем говорить о нескольких антеннах, хотя на самом деле часто используют одно зеркало с несколькими облучателями.) Равносигнальное направление здесь образуется в каждый данный момент путем сравнения сигналов с разных антенн. Устройства подобного типа часто называют моноимпульсными, хотя данный принцип пеленгации используется и для систем с непрерывным излучением.

1. Импульсный радиовизир со сканирующей антенной

Рассмотрим случай полуактивного самонаведения, когда радиовизир цели, расположенный на снаряде, не содержит передающего устройства. Функциональная схема бортовой аппаратуры подобного радиовизира показана на рис. 6.8. Диаграмма направленности антенны A_1 вращается с частотой $\Omega_{\text{ск}}$ вследствие вращения вибратора,

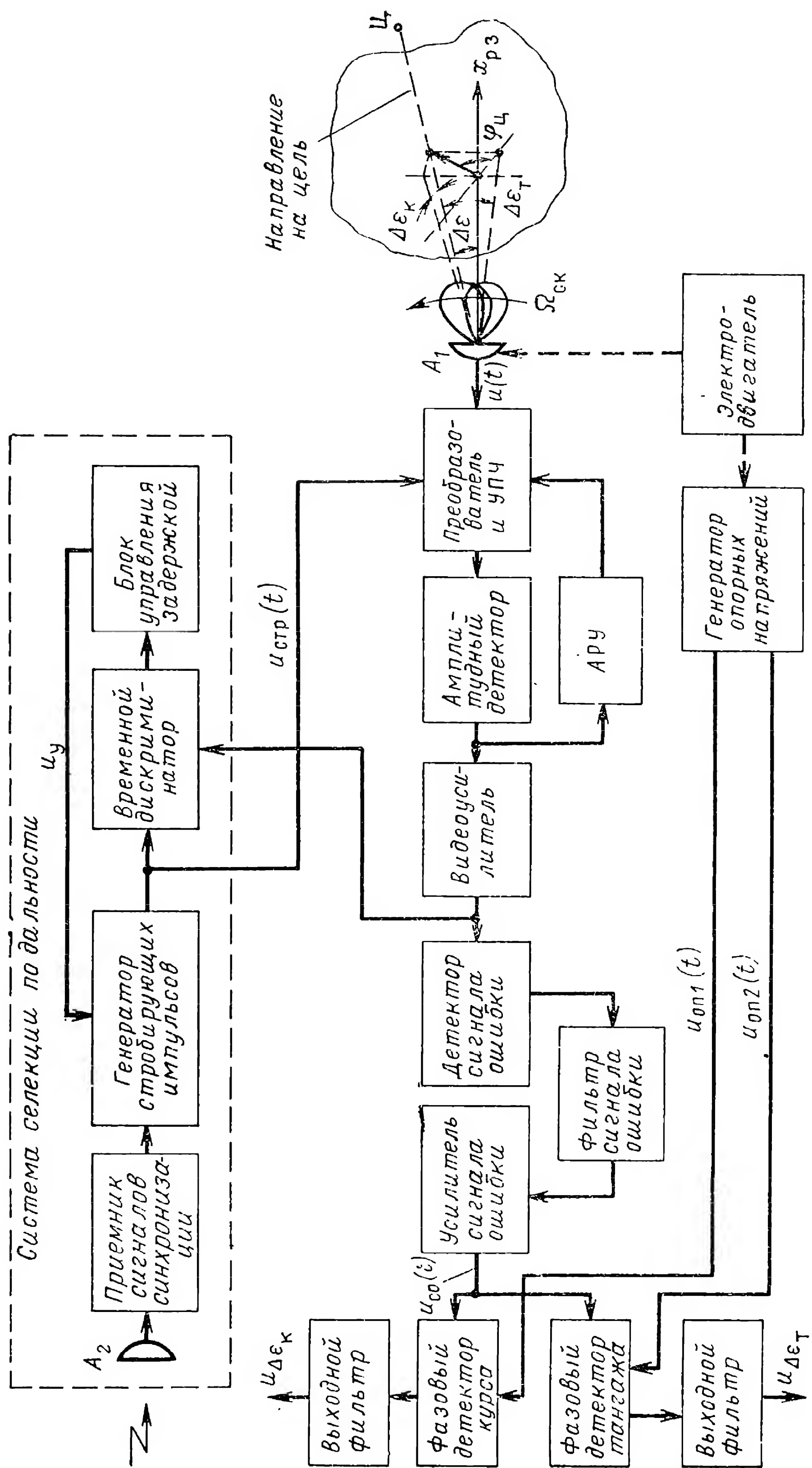


Рис. 6.8. Функциональная схема полупассивного импульсного радиовизора со сканирующей антенной.

помещенного внутри рефлектора антенны. При этом образуется равносигнальная зона, направленная по оси x_{pz} .

В преобразователе и УПЧ осуществляется гетеродинирование и усиление принятого радиосигнала. Амплитудный детектор превращает радиоимпульсы в видеоимпульсы, которые затем усиливаются в видеоусилителе. Детектор сигнала ошибки удлиняет короткие видеоимпульсы, чтобы увеличить амплитуду сигнала на выходе фильтра сигнала ошибки, который выделяет модулирующее напряжение — сигнал ошибки.

На фазовые детекторы подается сигнал ошибки $u_{co}(t)$, равный

$$u_{co}(t) = m_{AM} U_{co} \cos(\Omega_{сч} t + \varphi_{ц}),$$

где m_{AM} — глубина амплитудной модуляции радиоимпульсов на входе приемника, пропорциональная углу $\Delta\epsilon$ между равносигнальным направлением и направлением на цель (рис. 6.8); U_{co} — определяется средней амплитудой импульсов на выходе детектора ошибки и коэффициентами передачи фильтра и усилителя сигнала ошибки. Величина U_{co} не зависит от мощности приходящего сигнала (при идеальной работе АРУ) и от $\Delta\epsilon$; $\varphi_{ц}$ — угловая координата цели в плоскости, перпендикулярной оси x_{pz} , и равная ей фаза модуляции.

Опорные напряжения снимаются с генератора опорных напряжений, который связан с электродвигателем, вращающим вибратор антенны. На выходе фильтров после фазовых детекторов курса и тангажа образуются напряжения $u_{\Delta\epsilon_K}$ и $u_{\Delta\epsilon_T}$, являющиеся приборными аналогами углов $\Delta\epsilon_K$ и $\Delta\epsilon_T$ (проекций угла $\Delta\epsilon$ на боковую и вертикальную плоскости, проходящие через x_{pz} (см. рис. 6.8)). Эти напряжения, в зависимости от типа головки самонаведения (см. § 6.2), используются либо для управления положением антенны, либо непосредственно поступают в автопилот.

При радиолокационной головке самонаведения из-за малых габаритов антенны нельзя обеспечить высокую разрешающую способность по углу. Поэтому, как уже отмечалось, здесь приходится вводить дополнительную селекцию по дальности. Для этого в схеме рис. 6.8 приемник стробируется импульсами $u_{стр}(t)$, открывающими усилитель промежуточной частоты на время прихода отраженных от цели импульсов. Так как в процессе самонаведения снаряда расстояние до цели изменяется, то соответственно должен изменяться момент отпираания приемника. Это достигается автоматическим слежением стробирующего импульса за временным положением импульса цели.

Один из возможных вариантов системы слежения по дальности аналогичен применяемому в радиолокационных станциях автодальномеру, работающему только по отраженному сигналу. Однако, поскольку в полуактивной системе самонаведения передатчик расположен на пункте управления, то для получения опорных импульсов на борту снаряда установлен дополнительный приемник сигналов синхронизации, передаваемых с пункта управления (в качестве передающего устройства этих сигналов используется передающее устройство подсвета цели).

Опорные импульсы могут вырабатываться и автономным бортовым генератором. Однако прием прямых сигналов с пункта управления приемником системы селекции позволяет устранить прием этих сигналов приемником головки самонаведения, а также дает возможность ослабить влияние ухода частоты повторения зондирующих импульсов, а в случае необходимости — передавать опорный сигнал в системе радиотеленаведения (см. гл. 5) при комбинированном радиоуправлении (теленаведение плюс самонаведение). Опорные импульсы с выхода приемника сигналов синхронизации запускают генератор стробирующих импульсов, который выдает задержанные относительно опорных стробирующие импульсы $u_{стр}(t)$, открывающие приемник для сигналов, отраженных от цели. Время задержки T_z запишем в виде

$$T_z = \frac{1}{c} (R_{ц} + r_{ц} - R_{сн}), \quad (6.3.1)$$

где c — скорость распространения электромагнитной энергии; $R_{ц}$ — расстояние пункт управления — цель; $R_{сн}$ — расстояние пункт управления — снаряд; $r_{ц}$ — расстояние снаряд — цель.

Время задержки T_z регулируется напряжением u_y , поступающим на генератор стробирующих импульсов с блока управления задержкой. Величина этого напряжения u_y определяется временным рассогласованием стробирующего импульса и импульса, отраженного от цели. Рассогласование измеряется временным дискриминатором и преобразуется в напряжение u_y в блоке управления задержкой.

Перед началом работы необходимо импульс цели захватить системой слежения. Захват выполняется с помощью автомата захвата, входящего в блок управления задержкой. С автомата захвата на генератор стробирующих импульсов подается пилообразное напряжение $u_y(t)$, перемещающее стробирующий импульс до тех пор, пока он совпадет во времени с импульсом, отраженным от цели. После этого включается система слежения.

Опишем рассмотренный радиовизир как звено системы автоматического управления в предположении, что отклонение оси антенны от направления на цель мало. При этом глубина амплитудной модуляции на выходе антенны пропорциональна углу $\Delta\epsilon$ (рис. 6.8)

$$m_{AM} = \mu \Delta\epsilon. \quad (6.3.2)$$

Коэффициент пропорциональности μ , называемый **угловой чувствительностью** пеленгаторной антенны, определяется формой и шириной диаграммы направленности антенны и углом $2\varphi_A$ между крайними направлениями максимального излучения. Величина μ определяется так же, как $\mu_{дл}$ в § 5.3.2.

Так как оба канала (курса и тангажа) в первом приближении аналогичны и независимы, рассмотрим один из каналов — канал курса. Углу отклонения равносигнального направления от линии визирования цели в боковой плоскости $\Delta\epsilon_K$ (рис. 6.8) пропорционален параметр радиосигнала

$$\chi_K = m_{AM} \cos \varphi_{ц}. \quad (6.3.3)$$

Так как $\Delta\epsilon_K = \Delta\epsilon \cos \varphi_{\text{ц}}$, можно считать, что связь между электрическим параметром χ_K и углом $\Delta\epsilon_K$ определяется звеном, коэффициент передачи которого равен

$$\frac{\chi_K}{\Delta\epsilon_K} = \frac{m_{\text{АМ}}}{\Delta\epsilon} = \mu. \quad (6.3.4)$$

Это звено можно назвать антенным, поскольку его коэффициент передачи определяется угловой чувствительностью антенны.

Приемник в первом приближении может быть описан безынерционным звеном с коэффициентом передачи $\kappa_{\text{ц}}$, который определяется так же, как в § 5.3.1

$$\kappa_{\text{ц}} = u_{\Delta\epsilon_K} / \chi_K.$$

Таким образом, рассмотренный радиовизир представляет собой безынерционное звено с коэффициентом передачи

$$\kappa_{\text{р}} = \kappa_{\text{ц}} \mu. \quad (6.3.5)$$

При более подробном исследовании надо дополнительно учитывать инерционность узкополосных звеньев радиовизира (выходного фильтра, стоящего после фазового детектора, фильтра и усилителя сигнала ошибки).

Основным недостатком визира со сканирующей антенной является его чувствительность к флуктуациям амплитуды отраженного от цели сигнала и организованным амплитудно-модулированным помехам.

2. Моноимпульсные радиовизирь

Моноимпульсное пеленгование является одним из способов, позволяющим исключить влияние флуктуаций амплитуды отраженного от цели сигналы, так как здесь сравниваются сигналы, принятые одновременно на разные антенны. Возможны два основных принципа осуществления моноимпульсного пеленгования: амплитудный и фазовый. Рассмотрим оба принципа для случая пеленгования в плоскости (например, в боковой плоскости). Антенная система для пеленгования в одной плоскости должна состоять, по крайней мере, из двух приемных антенн.

При амплитудном принципе пеленгования максимумы диаграмм направленности антенн A_1 и A_2 сдвинуты относительно друг друга на угол $2\psi_{\text{АН}}$ (рис. 6.9). При этом образуется равносигнальная зона, на рис. 6.9 совпадающая с плоскостью $Ox_{\text{рз}}y_{\text{рз}}$. При малых отклонениях цели от равносигнальной зоны ($\Delta\epsilon_K \ll \psi_{\text{АН}}$) при приеме сигнала на выходе антенн будут напряжения

$$\begin{aligned} u_1 &\approx U_{0\text{ц}} (1 + \mu \Delta\epsilon_K) \sin \omega_{\text{нс}} t, \\ u_2 &\approx U_{0\text{ц}} (1 - \mu \Delta\epsilon_K) \sin \omega_{\text{нс}} t, \end{aligned} \quad (6.3.6)$$

где $U_{0\text{ц}}$ — амплитуда импульса сигнала, приходящего с направления равносигнальной зоны; $\omega_{\text{нс}}$ — несущая частота радиолнии.

При записи уравнений (6.3.6) мы предполагали, что для малых $\Delta\epsilon_K$ диаграмма направленности (в прямоугольных координатах) может быть аппроксимирована прямой линией. Информация об отклонении цели от равносигнальной зоны заключена в относительной разности амплитуд сигналов, принятых первой и второй антеннами радиовизира, т. е. в величине

$$\chi_K = \frac{U_{0И}(1 + \mu \Delta\epsilon_K) - U_{0И}(1 - \mu \Delta\epsilon_K)}{U_{0И}(1 + \mu \Delta\epsilon_K) + U_{0И}(1 - \mu \Delta\epsilon_K)} = \mu \Delta\epsilon_K. \quad (6.3.7)$$

Отсюда следует, что коэффициент передачи антенного звена $\kappa_a = \chi_K / \Delta\epsilon_K$ равен угловой чувствительности μ .

При фазовом принципе пеленгования антенны A_1 и A_2 разнесены на некоторое расстояние d (рис. 6.10). Диаграммы направленности обеих антенн одинаковы. Так же, как и в системе радиотеленавещения в плоскости равных запаздываний (см. § 5.4.2), линию,

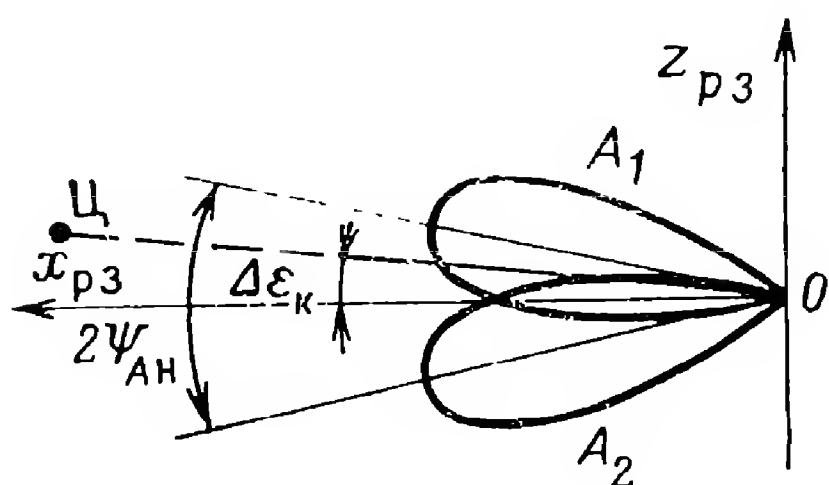


Рис. 6.9. Диаграммы направленности антенн при амплитудном моноимпульсном пеленговании.

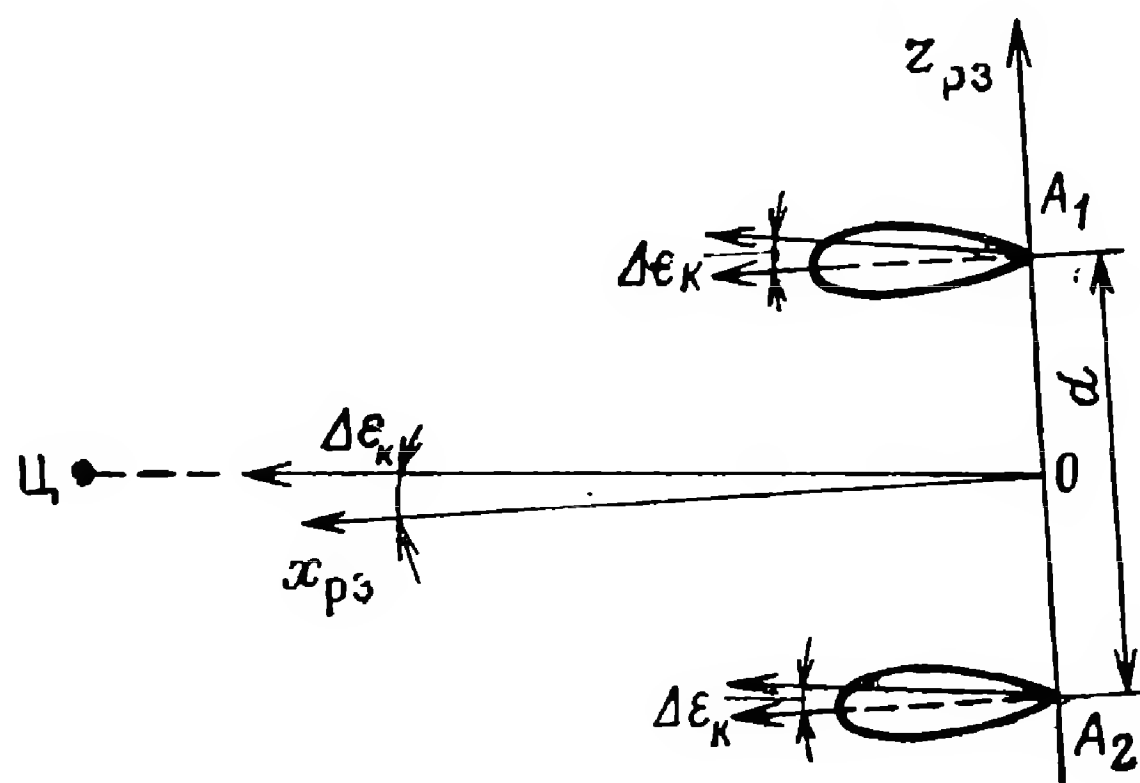


Рис. 6.10. Диаграммы направленности антенн при фазовом моноимпульсном пеленговании.

соединяющую антенны A_1 и A_2 , называют базой радиосистемы. Будем считать, что эта база совпадает с осью z_{pz} системы координат $O x_{pz} y_{pz} z_{pz}$.

Равносигнальная зона (плоскость равных фаз) образуется в направлении перпендикуляра к базе и совпадает с плоскостью $O x_{pz} y_{pz}$. При боковом отклонении цели от плоскости равных фаз на угол $\Delta\epsilon_K$ напряжения на выходе антенн будут взаимно сдвинуты по фазе, т. е.

$$u_1 = U_1(\Delta\epsilon_K) \sin \left(\omega_{HC} t + \frac{\xi_K}{2} \right), \quad (6.3.8)$$

$$u_2 = U_2(\Delta\epsilon_K) \sin \left(\omega_{HC} t - \frac{\xi_K}{2} \right). \quad (6.3.9)$$

Значение фазового сдвига в этих формулах определяется равенством

$$\xi_K = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Delta\epsilon_K, \quad (6.3.10)$$

где $\lambda = 2\pi c / \omega_{HC}$ — длина волны радиосигнала.

Амплитуды сигналов $U_{1,2}(\Delta\epsilon_K)$ определяются диаграммами направленности антенн.

Таким образом, в данном случае информация об отклонении цели от равносигнальной зоны заключена в разности фаз (ξ_K) радиосигналов, принимаемых первой и второй антеннами.

При малых углах $\Delta\epsilon_K$ получим

$$\xi_K \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \Delta\epsilon_K. \quad (6.3.11)$$

Следовательно, в данном случае коэффициент передачи антенного звена равен

$$\kappa_a = \xi_K / \Delta\epsilon_K = \frac{2\pi d}{\lambda}. \quad (6.3.12)$$

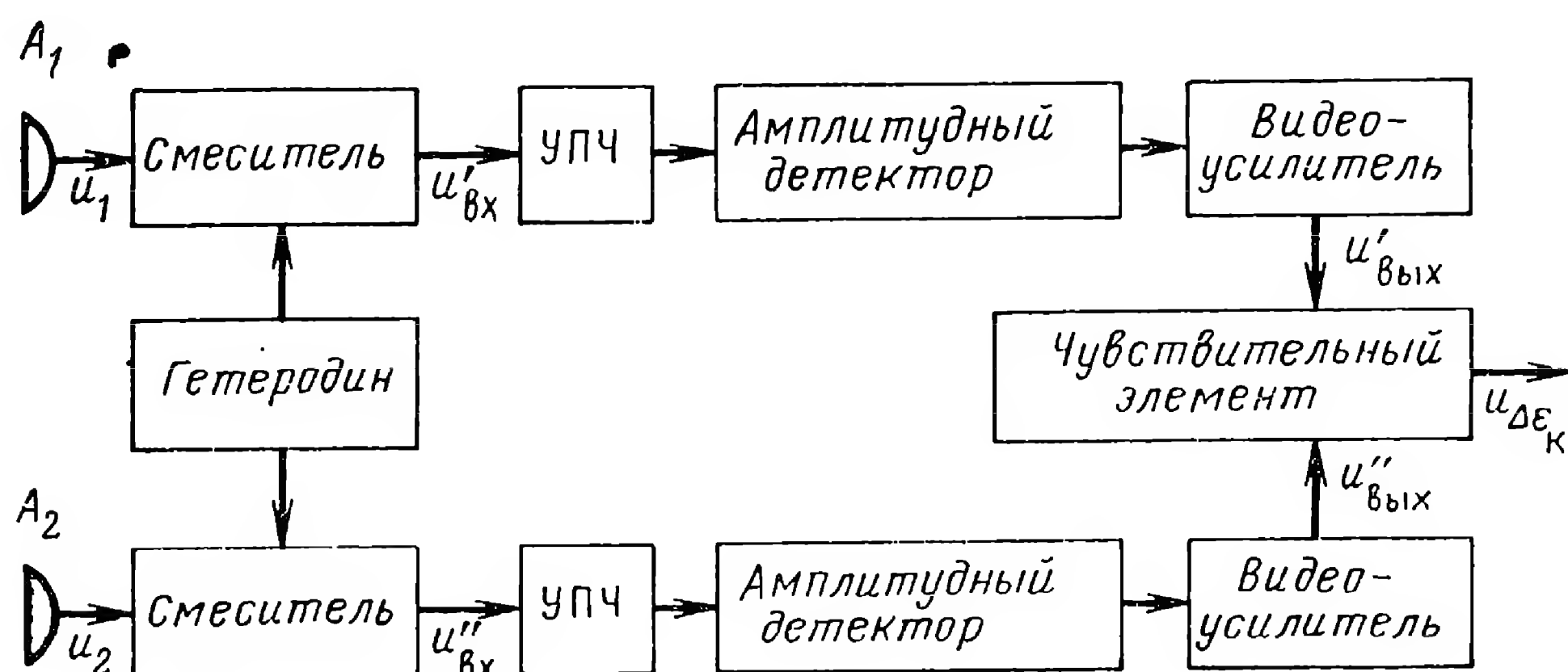


Рис. 6.11. Функциональная схема амплитудного моноимпульсного радиовизира.

Амплитудный принцип пеленгации используется обычно в амплитудных моноимпульсных радиовизирах, фазовый — в фазовых моноимпульсных радиовизирах. В обоих типах визиров сигналы с антенн усиливаются отдельными каналами, после чего происходит их сравнение (в первом случае — по амплитуде, во втором — по фазе). Кроме того, широкое распространение получили суммарно-разностные моноимпульсные радиовизеры, в которых суммирование и вычитание сигналов происходят до усиления непосредственно на выходе антенн. Рассмотрим кратко три перечисленных типа моноимпульсных радиовизиров.

На рис. 6.11 изображена функциональная схема амплитудного моноимпульсного радиовизира. Информация о величине угла $\Delta\epsilon_K$ содержится в соотношении амплитуд сигналов $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$. Знак угла $\Delta\epsilon_K$ определяется в зависимости от того, какая из амплитуд больше. Необходимо, чтобы амплитудно-частотные характеристики обоих каналов амплитудного радиовизира были одинаковыми и достаточно стабильными. На выходе каналов стоят амплитудные детекторы с тем, чтобы сравнение сигналов в чувствительном элементе происходило

только по амплитуде. При этом к фазо-частотной характеристике каналов никаких специальных требований не предъявляется.

Усилители промежуточной частоты обоих каналов можно выполнить с логарифмическими амплитудными характеристиками. Поэтому амплитуды выходных ($u_{\text{вых}}$) и входных ($u_{\text{вх}}$) сигналов в первом и втором каналах будут связаны между собой следующими соотношениями

$$\begin{aligned} U'_{\text{вых}} &= \kappa_1 \ln(\kappa'_1 U'_{\text{вх}}), \\ U''_{\text{вых}} &= \kappa_2 \ln(\kappa'_2 U''_{\text{вх}}), \end{aligned} \quad (6.3.13)$$

где $\kappa_1, \kappa_2, \kappa'_1, \kappa'_2$ — параметры усилителей.

В качестве чувствительного элемента используется вычитающее звено. Напряжение на выходе такого чувствительного элемента будет

$$u_{\Delta\epsilon_K} = U'_{\text{вых}} - U''_{\text{вых}} = \kappa_1 \ln(\kappa'_1 U'_{\text{вх}}) - \kappa_2 \ln(\kappa'_2 U''_{\text{вх}}).$$

Для идентичных каналов $\kappa_2 = \kappa_1$; $\kappa'_2 = \kappa'_1$.

В подобных условиях последнее соотношение переписывается в следующем виде

$$u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_1 \ln \frac{U'_{\text{вх}}}{U''_{\text{вх}}}. \quad (6.3.14)$$

Таким образом, выходное напряжение $u_{\Delta\epsilon_K}$ рассматриваемого радиовизира зависит только от отношения амплитуд импульсов на входе радиоканалов. Подобное обстоятельство позволяет обойтись без применения системы автоматического регулирования усиления. Полагая, что отношение $U'_{\text{вх}}/U''_{\text{вх}}$ амплитуд сигналов на выходах смесителей то же, что и на выходах антенн, с помощью (6.3.6) и (6.3.14) получаем

$$u_{\Delta\epsilon_K} = \kappa_1 \ln \frac{1 + \mu \Delta\epsilon_K}{1 - \mu \Delta\epsilon_K}.$$

При малых отклонениях от равносигнальной зоны ($\mu \Delta\epsilon_K \ll 1$) напряжение $u_{\Delta\epsilon_K}$ будет примерно пропорционально углу $\Delta\epsilon_K$, т. е. $u_{\Delta\epsilon_K} \approx 2\kappa_1 \mu \Delta\epsilon_K$. Следовательно, коэффициент передачи приемника в амплитудном моноимпульсном радиовизире равен

$$\kappa_{\Pi} = u_{\Delta\epsilon_K} / \chi_K = 2\kappa_1. \quad (6.3.15)$$

В фазовом моноимпульсном радиовизире информация о величине угла $\Delta\epsilon_K$ содержится в разности фаз сигналов с выхода антенн. Знак угла $\Delta\epsilon_K$ определяет знак этой разности фаз (опережение или отставание по фазе сигнала в одном из каналов по отношению к сигналу другого канала). В данном радиовизире основные требования предъявляются к идентичности и стабильности фазочастотных характеристик обоих каналов, служащих для раздельного усиления сигналов с выхода антенн. Требования к амплитудным характеристикам здесь значительно менее жесткие, особенно при использовании ограничителей или автоматической регулировки усиления.

В данном радиовизире выходные сигналы каналов $u'_{\text{вых}}$ и $u''_{\text{вых}}$ перемножаются

$$u_{\Delta\epsilon_K}^* = \kappa_\delta u'_{\text{вых}} u''_{\text{вых}}, \quad (6.3.16)$$

где κ_δ — коэффициент передачи перемножителя.

В качестве перемножителя могут использоваться многие известные схемы, например фазовый детектор, дробный детектор и др.

Перед подачей сигналов на перемножитель фазу одного из напряжений по отношению к другому надо сдвинуть на 90° . Тогда значение сигнала на выходе перемножителя будет равно

$$u_{\Delta\epsilon_K}^* = \kappa_\delta \left[U_0 \sin \left(\omega_0 t + \frac{\xi_K}{2} \right) \right] \left[U_0 \cos \left(\omega_0 t - \frac{\xi_K}{2} \right) \right], \quad (6.3.17)$$

где U_0 и ω_0 — ограниченная амплитуда и частота колебаний на выходе каналов.

На выходе перемножителя имеется фильтр нижних частот, не пропускающий гармоники частоты ω_0 .

Из соотношения (6.3.17) после тригонометрических преобразований, отбросив гармоники частоты ω_0 , получим на выходе радиовизира (при $\xi_K \ll 1$)

$$u_{\Delta\epsilon_K} = 0,5\kappa_\delta U_0^2 \sin \xi_K \approx 0,5\kappa_\delta U_0^2 \frac{2\pi d}{\lambda} \Delta\epsilon_K. \quad (6.3.18)$$

Учитывая (6.3.11), найдем коэффициент передачи приемника в фазовом радиовизире

$$\kappa_{\Pi} = \frac{u_{\Delta\epsilon_K}}{\xi_K} = 0,5\kappa_\delta U_0^2. \quad (6.3.19)$$

Во входном устройстве суммарно-разностного радиовизира производится сложение и вычитание напряжений, снимаемых с обеих антенн,

$$u'_{\text{вх}} = u_1 - u_2, \quad u''_{\text{вх}} = u_1 + u_2. \quad (6.3.20)$$

В суммарно-разностном радиовизире, вообще говоря, может использоваться как амплитудный (рис. 6.9), так и фазовый (рис. 6.10) принципы пеленгования. Ограничимся случаем использования амплитудного принципа, при котором [см. формулу (6.3.6)] сигналы на входе усилительных каналов будут иметь вид

$$\begin{aligned} u'_{\text{вх}} &= u_1 - u_2 = 2\mu U_{0\Pi} \Delta\epsilon_K \sin \omega_{\text{ис}} t, \\ u''_{\text{вх}} &= u_1 + u_2 = 2U_{0\Pi} \sin \omega_{\text{ис}} t. \end{aligned} \quad (6.3.21)$$

Таким образом, амплитуда напряжения $U'_{\text{вх}}$ будет пропорциональна углу $\Delta\epsilon_K$. Фаза этого напряжения по отношению к фазе напряжения $u''_{\text{вх}}$ при изменении знака угла $\Delta\epsilon_K$ изменяется на π .

Выходные сигналы каналов перемножаются

$$u_{\Delta\epsilon_K}^* = \kappa_\delta [\kappa_p 2\mu U_{0\Pi} \Delta\epsilon_K \sin \omega_0 t] [\kappa_c 2U_{0\Pi} \sin \omega_0 t]. \quad (6.3.22)$$

Здесь κ_p и κ_c — коэффициенты усиления разностного и суммарного каналов; ω_0 — частота сигнала на выходе каналов. Отбрасывая гармоники частоты ω_0 , имеем на выходе радиовизира

$$u_{\Delta\epsilon_K} = 2\kappa_{\delta} \kappa_c \kappa_p \mu U_0^2 \Delta\epsilon_K. \quad (6.3.23)$$

Следовательно, коэффициент передачи приемника будет иметь вид

$$\kappa_{\Pi} = u_{\Delta\epsilon_K} / \chi_K = u_{\Delta\epsilon_K} / \mu \Delta\epsilon_K = 2\kappa_{\delta} \kappa_c \kappa_p U_0^2. \quad (6.3.24)$$

Можно показать, что неидентичность амплитудно-частотных характеристик каналов в амплитудных радиовизирах и неидентичность фазочастотных характеристик в фазовых радиовизирах приводит к ошибке в определении направления на цель (в том числе и при $\Delta\epsilon_K = 0$). В отличие от этого, неидентичность характеристик каналов в суммарно-разностном радиовизире в первом приближении лишь изменяет коэффициент передачи приемника κ_{Π} , но не приводит к ошибке в определении направления на цель при $\Delta\epsilon_K = 0$. Это является существенным преимуществом суммарно-разностного радиовизира, особенно в случае применения головок самонаведения, в которых равносигнальное направление совмещается с направлением на цель и $\Delta\epsilon_K \approx 0$.

При любом типе радиовизира коэффициент передачи всего радиовизира равен произведению коэффициентов передачи антенного звена и приемника $\kappa_p = \kappa_a \kappa_{\Pi}$.

3. Радиовизирь с непрерывным излучением

Импульсные радиовизирь, в которых производится дополнительная селекция целей лишь по дальности, имеют ряд недостатков. Прежде всего следует отметить чувствительность таких визиров к отражениям от земной и морской поверхностей, что существенно затрудняет наведение управляемых снарядов на низколетящие самолеты и корабли. В некоторых случаях оказывается существенным также другой недостаток импульсных радиовизиров — наличие мертвой зоны из-за конечных длительностей зондирующих импульсов.

Для борьбы с отражениями от неподвижных объектов (земной и морской поверхности, пассивных помех и т. д.) применяют блоки селекции движущихся целей. Однако при импульсной работе это усложняет аппаратуру радиовизира.

От перечисленных недостатков свободны радиовизирь с непрерывным излучением. Основное преимущество этих визиров по сравнению с импульсными состоит в простоте выделения сигналов от движущихся целей путем использования для селекции цели по скорости доплеровского сдвига частоты. Кроме того, в радиовизире этого типа существенно уменьшается минимальное расстояние до цели, при котором он нормально функционирует. Практически оно равно расстоянию снаряд — цель, при котором происходит срыв сопровождения в системе селекции цели по скорости в результате резкого изменения скорости сближения при малых расстояниях между снарядом и целью. Вместе с тем

следует отметить следующие основные недостатки радиовизиров с непрерывным излучением.

При непрерывном излучении в приемнике затруднена развязка отраженного сигнала от прямого. Для развязки обычно применяют отдельные передающую и приемную антенны, разнесенные друг от друга на возможно большее расстояние. С этой точки зрения наиболее благоприятным является случай полуактивного самонаведения, когда на снаряде находится лишь приемная антенна, а передающая расположена на пункте управления.

При непрерывном излучении затруднено определение дальности до цели. Однако, как уже говорилось в предыдущих параграфах, при формировании команд управления в системах самонаведения информация о дальности может не использоваться. Отсутствие же селекции цели по дальности в некоторой степени компенсируется наличием селекции по скорости. Если все же измерение дальности необходимо, то обычно используют частотную модуляцию излучаемого колебания.

Селекция цели по скорости не всегда оказывается достаточно надежной. Возможно такое взаимное расположение самолета-носителя, снаряда и цели, при котором доплеровская частота отраженного от цели сигнала совпадает с частотами спектра мешающих отражений. Такая ситуация может возникнуть, например, при атаке цели из задней полусферы.

Несмотря на указанные недостатки радиовизоры с непрерывным излучением при наведении на наземные, морские и низколетящие воздушные цели оказываются более эффективными, чем импульсные.

Функциональная схема радиовизора со сканирующей антенной, работающего при непрерывном излучении сигнала применительно к полуактивному самонаведению, изображена на рис. 6.12. Отраженный от цели сигнал, принятый головной антенной снаряда A_2 , и прямой сигнал с самолета-носителя, принятый хвостовой антенной A_1 , преобразуются по частоте в смесителях Σ_3 и Σ_1 , на которые подается сигнал от общего гетеродина. Преобразованные по частоте сигналы усиливаются в усилителях промежуточной частоты, после чего на смесителе Σ_2 образуется колебание с разностной (доплеровской) частотой F_d . Это колебание усиливается в усилителе доплеровских частот. Так как при взаимном перемещении пункта управления, снаряда и цели частота F_d изменяется, то для узкополосной фильтрации сигнала от цели необходима система слежения за изменением доплеровской частоты (автоселектор).

Автоселектор, показанный на рис. 6.12, представляет собой систему частотной автоподстройки. С помощью этой системы частота $f_\Sigma = f_r + F_d$ на выходе смесителя поддерживается приблизительно постоянной (f_r — частота управляемого генератора). При отклонении частоты f_Σ от номинального значения частотный детектор вырабатывает управляющее напряжение u_y . Это напряжение через реактивный элемент изменяет частоту управляемого генератора f_r до тех пор, пока частота не будет равна номинальной. В режиме поиска схема поиска генерирует напряжение u_n , которое изменяется по периодическому закону. При этом частота f_r меняется в некотором диапазоне до тех

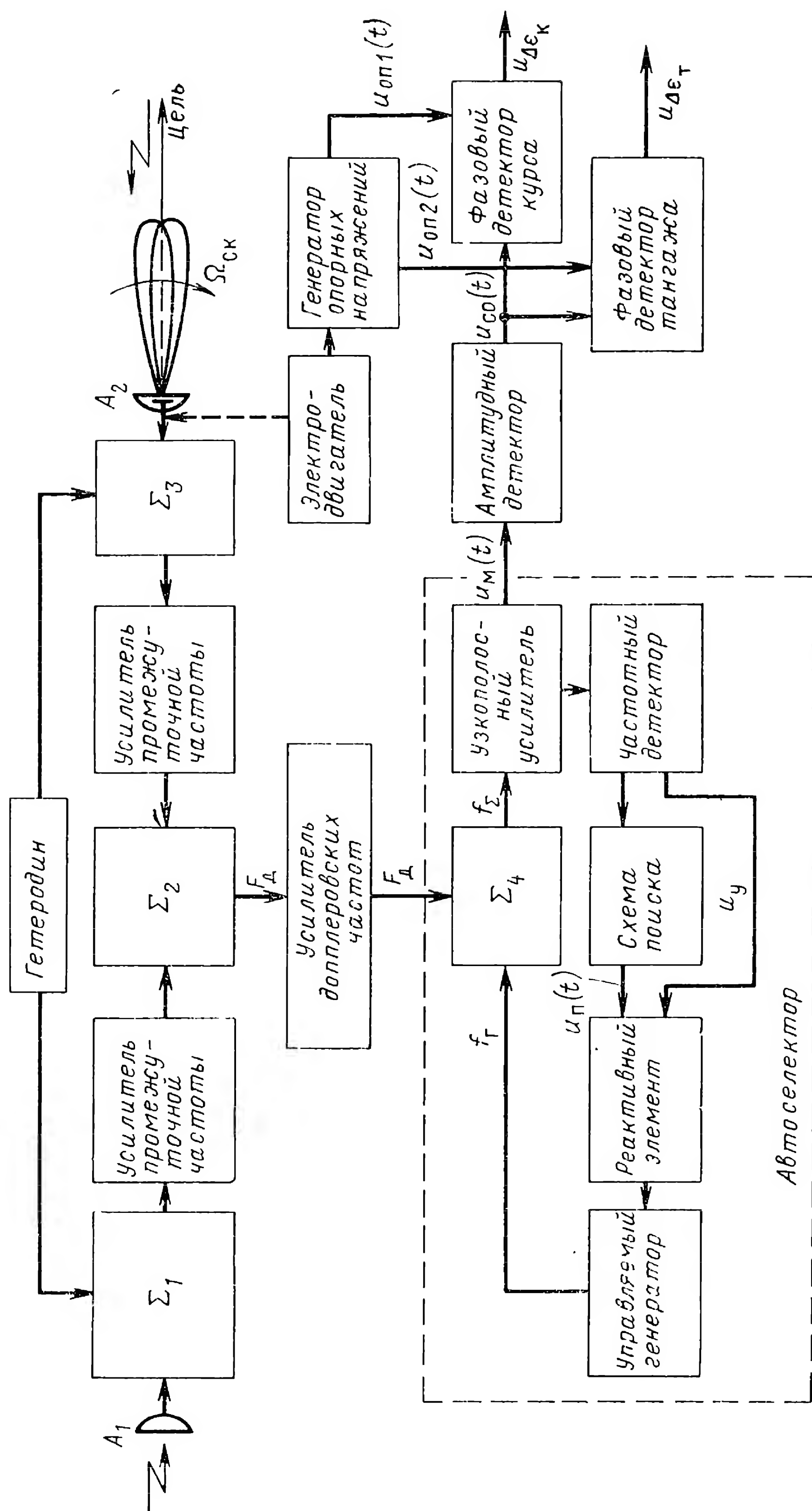


Рис. 6.12. Функциональная схема полупассивного радиовизира со сканирующей антенной, работающего при непрерывном излучении сигнала.

пор, пока колебание с частотой $f_{\Sigma} = f_{\Gamma} + F_{\Delta}$ пройдет через узкополосный усилитель. Появление напряжения на выходе этого усилителя прекращает поиск и переводит схему в режим слежения за «захваченной» целью.

Отселектированный узкополосным усилителем сигнал $u_{\Sigma}(t)$, который при отклонении цели от равносигнальной зоны оказывается промодулированным по амплитуде (с частотой сканирования антенны A_2), детектируется амплитудным детектором и таким образом вырабатывается сигнал ошибки $u_{\Sigma 0}(t)$. Сигнал ошибки подается на фазовые детекторы курса и тангажа. На эти фазовые детекторы поступают также опорные колебания от генератора опорных напряжений, связанного с электродвигателем вращения диаграммы направленности антенны A_2 . Сигналы углового рассогласования по курсу и тангажу $u_{\Delta \epsilon_K}$ и $u_{\Delta \epsilon_T}$ вырабатываются здесь аналогично тому, как это делается в схеме рис. 6.8. В связи с этим аналогичны и выражения коэффициентов передачи антенного звена, приемника и всего радиовизира через параметры схемы (см. (6.3.4) и (6.3.5)).

4. Пассивные тепловые визиры

В пассивных тепловых визирах головок самонаведения используется собственное излучение целями электромагнитной энергии в инфракрасном диапазоне волн. Интенсивность излучения J (мощность в единице телесного угла) определяется законом Стефана — Больцмана $J = \epsilon k T^4$, где ϵ — коэффициент излучения (для абсолютно черного тела, которое одновременно является идеальным излучателем и поглотителем всей лучистой энергии, $\epsilon = 1$; для реальных «серых» тел $\epsilon < 1$); $k = 5,7 \cdot 10^{-12} \frac{\text{вт}}{\text{см}^2 \cdot \text{град}^4}$ — постоянная Стефана — Больцмана; T — температура излучающей поверхности в градусах абсолютной шкалы.

Увеличение температуры тела не только увеличивает интенсивность теплового излучения, но и приводит к сдвигу максимума спектральной плотности излучения в область более высоких частот.

Используемый диапазон инфракрасных волн подразделяют на следующие поддиапазоны [82]:

0,76 ÷ 1,6 мк — ближняя инфракрасная область, используется для целей связи;

1,5 ÷ 5,0 мк — промежуточная инфракрасная область, используется для обнаружения «горячих» целей: самолетов, баллистических ракет и др.

8,5 ÷ 13,0 мк — далекая инфракрасная область; в этом поддиапазоне дают максимум излучения «холодные» цели, например корабли.

Следует отметить, что из-за сложной конфигурации целей пространственное распределение инфракрасного излучения оказывается очень неравномерным.

Пространство, окружающее цели, также является источником теплового излучения. Это излучение называется фоном. Фон созда-

ется нагретой атмосферой, облаками, рассеянными излучениями Солнца и Луны, нагретой Землей, волнами на водной поверхности и т. д. Так как температуры целей и источников фонового излучения различны, то и соответствующее им тепловое излучение имеет различную интенсивность и спектральный состав. Геометрические размеры цели, как правило, много меньше размеров источников фонового излучения. Обычно цель может считаться точечным источником, а фон — пространственно-распределенным (протяженным) источником. Отмеченные различия позволяют достаточно эффективно выделять излучение целей из фонового излучения.

Тепловой визир должен обеспечивать решение следующих задач:

- улавливание тепловой энергии, излучаемой целью;
- уменьшение влияния фона;
- преобразование энергии теплового излучения в электрический сигнал;
- анализ электрического сигнала с тем, чтобы определить отклонение изображения цели от некоторого опорного направления.

Отсчет угловых координат цели в тепловых визирных устройствах ведется, как правило, от оси оптической системы x_{pz} .

Для улавливания тепловой энергии целей используются оптические системы: линзовые, зеркальные и комбинированные, линзово-зеркальные. Оптическая система фокусирует тепловой поток и преобразует тепловое излучение цели в его тепловое изображение на чувствительном элементе.

Для уменьшения влияния фона используют различие как спектральных, так и пространственных характеристик полезного сигнала и фона. Спектральная селекция цели заключается в согласовании полосы пропускания оптической системы со спектром полезного сигнала от цели.

Различие пространственных характеристик полезного сигнала и фона используется при модуляции принимаемого излучения объекта. Как правило, модулируется сфокусированный лучистый поток на выходе оптической системы. Модулятор представляет собой вращающийся диск с нанесенным на его поверхность рисунком. Рисунок состоит из чередующихся прозрачных и непрозрачных для инфракрасного излучения элементов. При вращении диска принимаемое излучение цели будет модулировано по закону, определяемому характером рисунка на диске. В то же время изображение фона попадает на большое число элементов диска, поэтому фоновый поток в любой момент времени (независимо от положения диска) будет приблизительно одинаковым.

Преобразование энергии излучения в электрический сигнал осуществляется при помощи фотоприемника, основу которого составляет чувствительный элемент, вырабатывающий при облучении лучистой энергией электрическое напряжение. Такими элементами являются термоэлектрические устройства (термоэлементы, болометры, термисторы) и фотоэлектрические устройства (фотоэлементы, фотосопротивления, фотодиоды, фототриоды). Основные характеристики некоторых чувствительных элементов представлены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вид чувствительного элемента	Инерционность чувствительного элемента, сс	Пороговая чувствительность, $\text{вТ}^*)$
1. Термопара	от 0,1 до 2	$10^{-10} \div 10^{-11}$
2. Термисторный болометр	$2 \cdot 10^{-3}$	$10^{-8} \div 10^{-12}$
3. Фотосопротивление	$5 \cdot 10^{-5}$ при $+20^\circ\text{C}$	$10^{-13} \div 10^{-16}$
*) Здесь имеется в виду мощность сигнала, равная мощности собственных шумов чувствительного элемента.		

Для уменьшения уровня собственных шумов чувствительных элементов часто применяют их принудительное охлаждение, например, твердой углекислотой или жидким азотом.

Полученное на выходе чувствительного элемента напряжение усиливается и анализируется с тем, чтобы определить угловые отклонения цели от оси x_{p3} . Основной задачей анализирующего устройства является формирование сигнала ошибки, зависящего от углового отклонения цели.

Один из возможных путей решения этой задачи состоит в использовании на модулирующем диске специальной структуры рисунка (рисунок диска меняется по мере удаления от некоторого положения, соответствующего изображению цели, находящейся на оптической оси системы). Тогда при изменении положения цели меняются параметры модуляции сигнала.

Функциональная схема теплового визира может быть представлена в виде последовательного соединения следующих элементов: оптической системы, модулятора, фотоприемника и демодулятора.

Рассмотрим для примера функциональную схему теплового визира, в котором в качестве анализирующего устройства используется модулирующий диск с частотной манипуляцией теплового потока (рис. 6.13). Модулирующий диск представляет собой металлическую или стеклянную пластину с рядом прозрачных и непрозрачных для инфракрасных лучей полос (рис. 6.14, а). Диск вращается с постоянной скоростью. При смещении изображения цели вверх или вниз относительно оси z_{p3} фотопоток модулируется либо с частотой $F_1 = n_1 F_{вр}$, либо $F_2 = n_2 F_{вр}$, где n_1 и n_2 — число черно-белых полос на внешней и внутренней части диска, а $F_{вр}$ — частота вращения диска (число оборотов в одну секунду). Фотоприемник преобразует модулированный фотопоток в электрические импульсы, которые усиливаются усилителем. Избирательные фильтры (1 и 2 на рис. 6.13) настроены на частоты F_1 и F_2 . Следующие за ними выпрямители вырабатывают напряжения, определяемые амплитудами сигналов с выходов фильтров. Разность этих напряжений на выходе вычитающего устройства является выходным сигналом визира. Для рассматриваемой схемы модулирующего диска получается релейная зависимость напряжения на выходе визира $u_{\Delta\epsilon_T}$ от угла отклонения цели в вертикальной плоскости $\Delta\epsilon_T$.

Если модулирующий диск имеет расположение прозрачных и непрозрачных полос такое, как это представлено на рис. 6.14, б, то при увеличении отклонения цели от оси z_{pz} частота модуляции будет дискретно меняться. Используя в качестве демодулятора частотный дискриминатор, можно получить напряжение $u_{\Delta\epsilon_T}$, примерно пропорциональное величине углового отклонения. В этом случае тепловой визир будет почти линейным звеном.

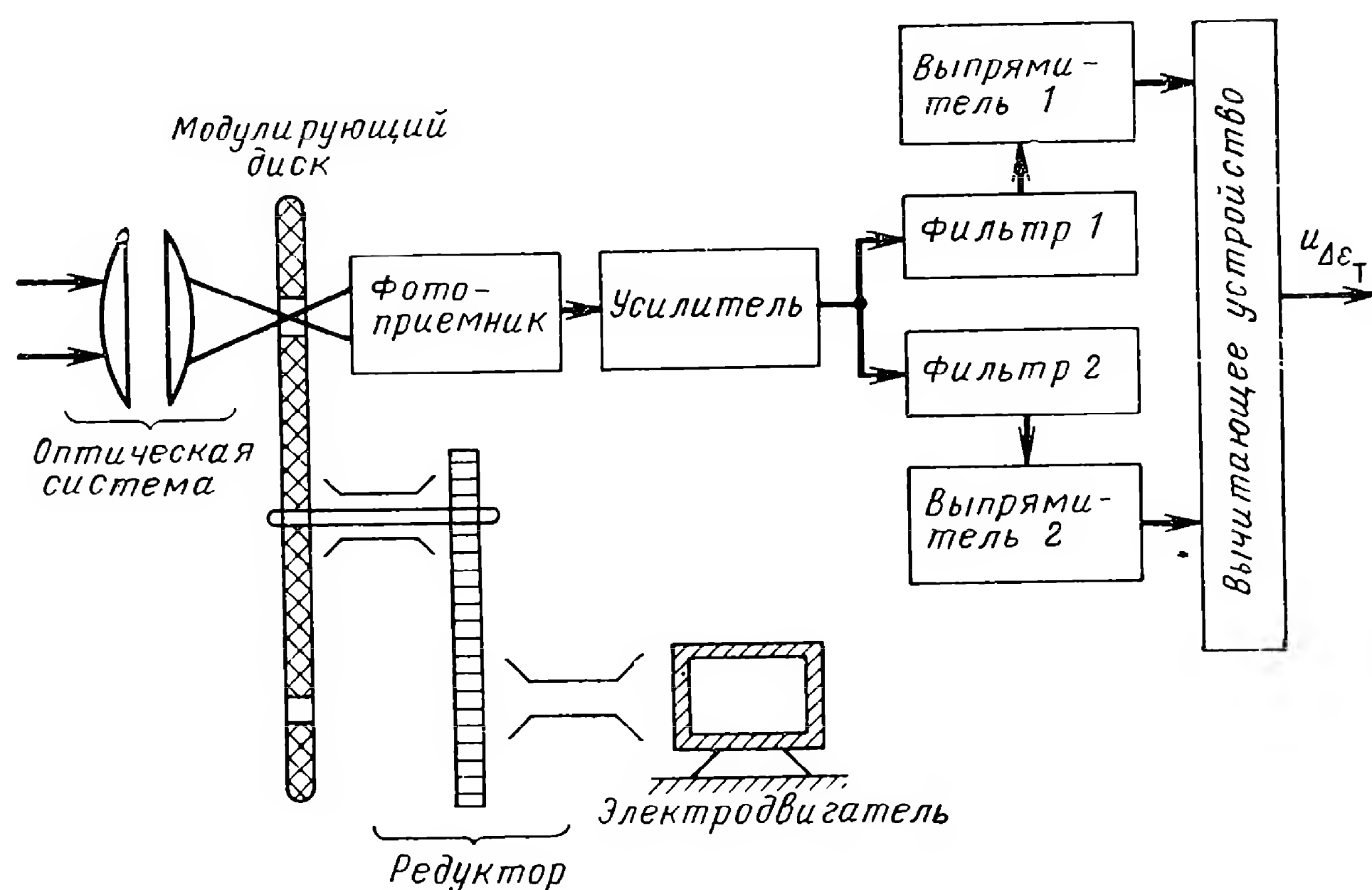


Рис. 6.13. Функциональная схема теплового визира.

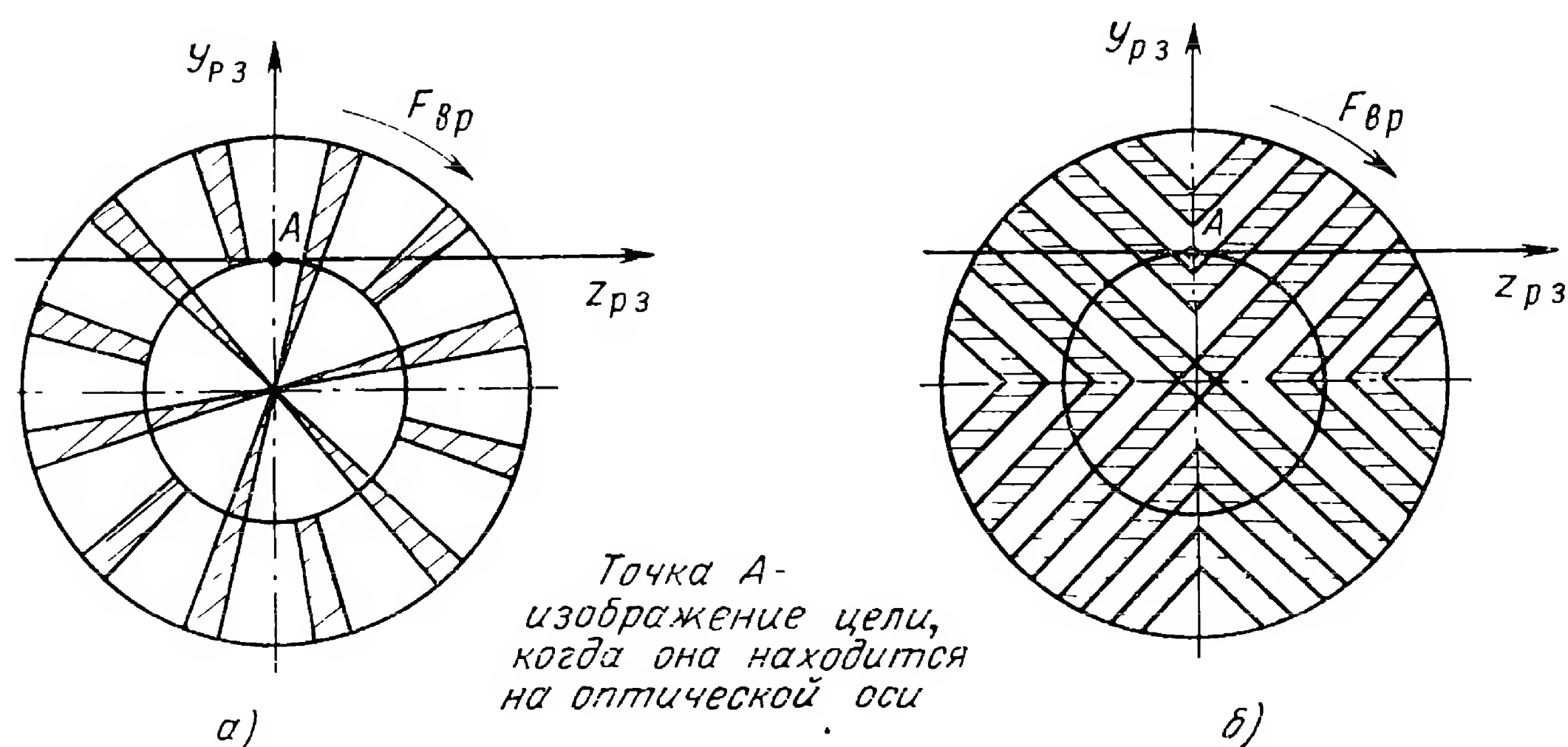


Рис. 6.14. Модулирующие диски.

Функциональная схема, представленная на рис. 6.13, соответствует формированию выходного сигнала визира в одном из каналов (в канале тангажа). Вторым канал (канал курса) в принципе аналогичен, только ось модулирующего диска должна быть повернута на угол $\pi/2$.

1. Структурные схемы контуров самонаведения

Рассмотрим случай самонаведения снаряда на движущуюся цель, например на самолет. Для построения структурной схемы рассмотрим геометрические соотношения, представленные на рис. 6.15, и соответствующие этим соотношениям кинематические связи. На рис. 6.15 приняты те же обозначения, что и на рис. 6.1. Кроме того, $\gamma_{ц}$ обозначен угол между вектором скорости цели $\vec{v}_{ц}$ и осью $x_{з\text{мц}}$, параллельной оси $x_{з\text{м}}$ неподвижной земной системы координат, но проходящей через цель (оси $x_{з\text{мц}}$ и $x_{з\text{мсн}}$ также параллельны).

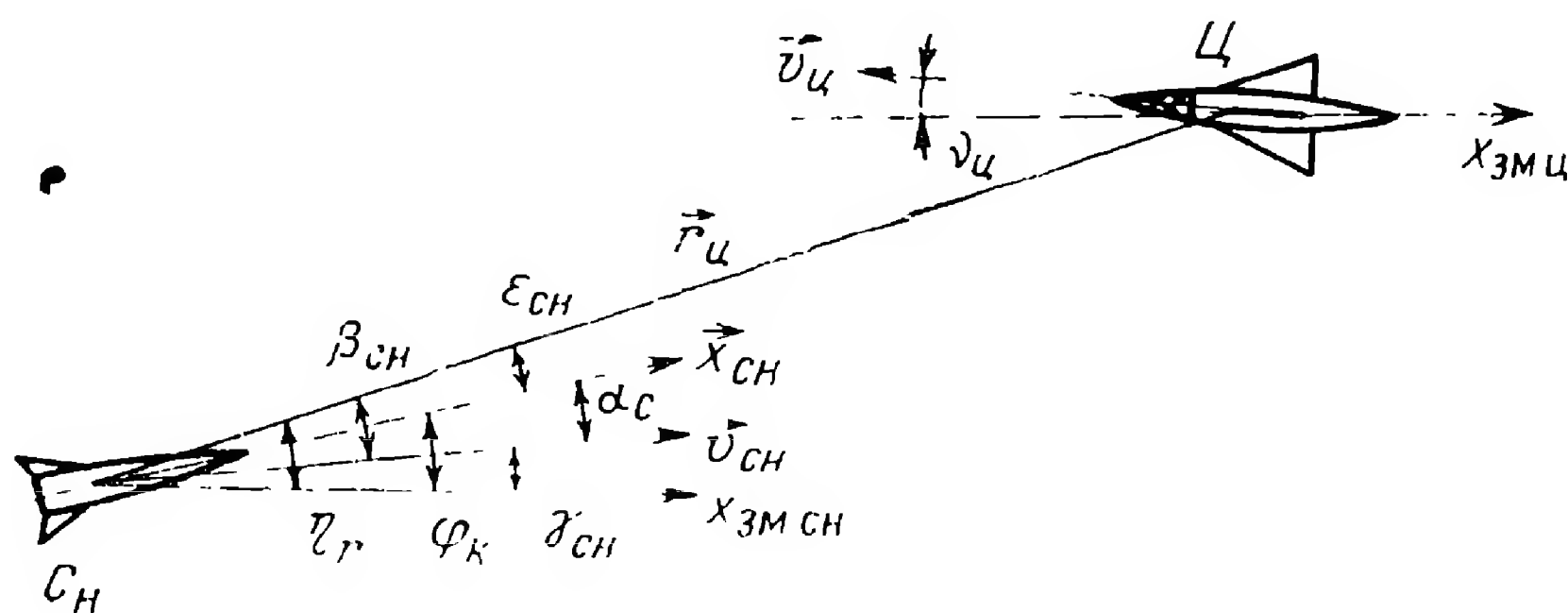


Рис. 6.15. Геометрические соотношения при самонаведении на движущуюся цель.

Скорость сближения снаряда и цели определяется с помощью проекции векторов $\vec{v}_ц$ и $\vec{v}_{сн}$ на линию визирования $\vec{r}_ц$ соотношением

$$\frac{dr_{\text{II}}}{dt} = -v_{\text{CH}} \cos(\eta_r - \gamma_{\text{CH}}) - v_{\text{II}} \cos(\eta_r + \gamma_{\text{II}}). \quad (6.4.1)$$

Линейная скорость вращения линии визирования $\vec{r}_{\text{ц}}$ определяется через проекции $\vec{v}_{\text{ц}}$ и $\vec{v}_{\text{сн}}$ на нормаль к $\vec{r}_{\text{ц}}$, так что

$$r_{\text{H}} \frac{d\eta_r}{dt} = v_{\text{CH}} \sin(\eta_r - \gamma_{\text{CH}}) + v_{\text{H}} \sin(\eta_r + \nu_{\text{H}}). \quad (6.4.2)$$

Соотношения (6.4.1) и (6.4.2) являются кинематическими уравнениями, отображающими математическую связь между выходной величиной звена Автопилот—Снаряд (углом $\gamma_{\text{сн}}$), внешним динамическим воздействием на систему управления (углом $\gamma_{\text{ц}}$) и угловой скоростью вращения линии визирования $\dot{\eta}_r$, которая измеряется головкой самонаведения (см. § 6.2.2).

Проведем рассмотрение для случая наведения на встречных курсах, в условиях, когда углы $\eta_r - \gamma_{св}$ и $\eta_r + \gamma_{св}$ — можно считать

малыми, что позволяет линеаризовать уравнения (6.4.1) и (6.4.2). В этом случае уравнения (6.4.1) и (6.4.2) упрощаются и принимают вид

$$\frac{dr_{ц}}{dt} \approx -(v_{ц} + v_{сн}), \quad (6.4.3)$$

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} \approx v_{сн} (\eta_r - \gamma_{сн}) + v_{ц} (\eta_r + \nu_{ц}). \quad (6.4.4)$$

Преобразовав последнее соотношение, найдем

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} - (v_{ц} + v_{сн}) \eta_r \approx -v_{сн} \gamma_{сн} + v_{ц} \nu_{ц}. \quad (6.4.5)$$

Подставляя сюда значение суммы $v_{ц} + v_{сн}$ из выражения (6.4.3), получим

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} + \frac{dr_{ц}}{dt} \eta_r \approx -v_{сн} \gamma_{сн} + v_{ц} \nu_{ц}$$

или

$$\frac{d(r_{ц} \eta_r)}{dt} \approx -v_{сн} \gamma_{сн} + v_{ц} \nu_{ц}. \quad (6.4.6)$$

Равенство (6.4.6) в операторной форме записывается следующим образом:

$$r_{ц} \eta_r \approx -\frac{v_{сн} \gamma_{сн}}{p} + \frac{v_{ц} \nu_{ц}}{p}. \quad (6.4.7)$$

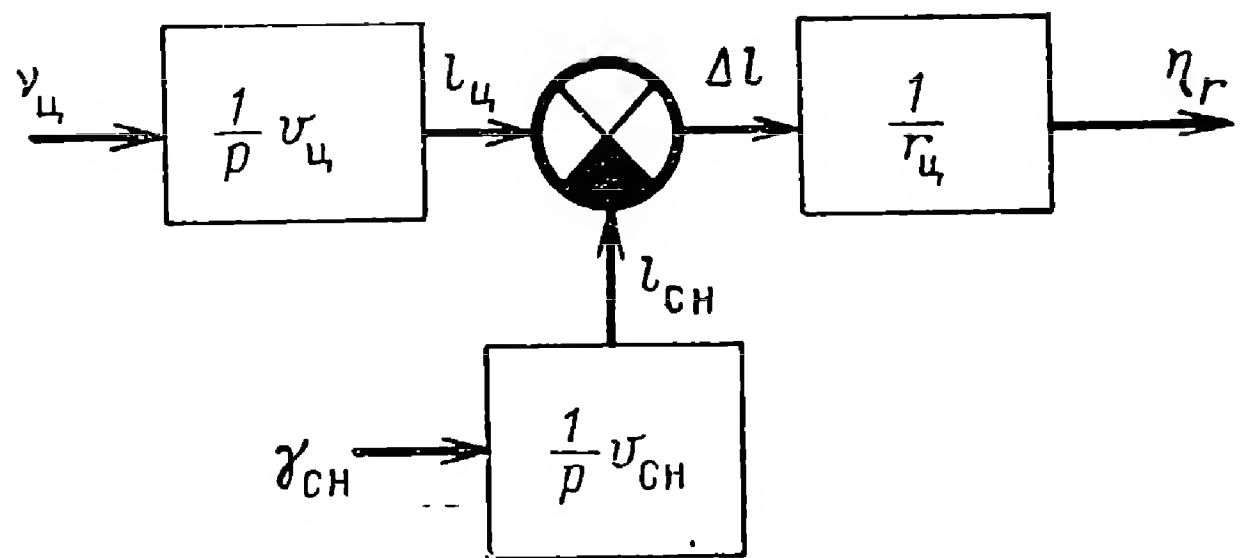


Рис. 6.16. Структурная схема кинематического звена.

Это равенство определяет структурную схему кинематического звена для рассматриваемого случая самонаведения (рис. 6.16).

Если совместить ось координат $x_{змсн}$ (рис. 6.15) с линией визирования цели $\vec{r}_{ц}$ в момент $t = 0$, то величины

$$l_{ц} = \frac{v_{ц}}{p} \nu_{ц}; \quad l_{сн} = \frac{v_{сн}}{p} \gamma_{сн} \quad (6.4.8)$$

будут представлять собой отклонения цели и снаряда от первоначального положения линии визирования цели (рис. 6.17), а $\Delta l(t) = l_{ц}(t) - l_{сн}(t)$ разность линейных отклонений.

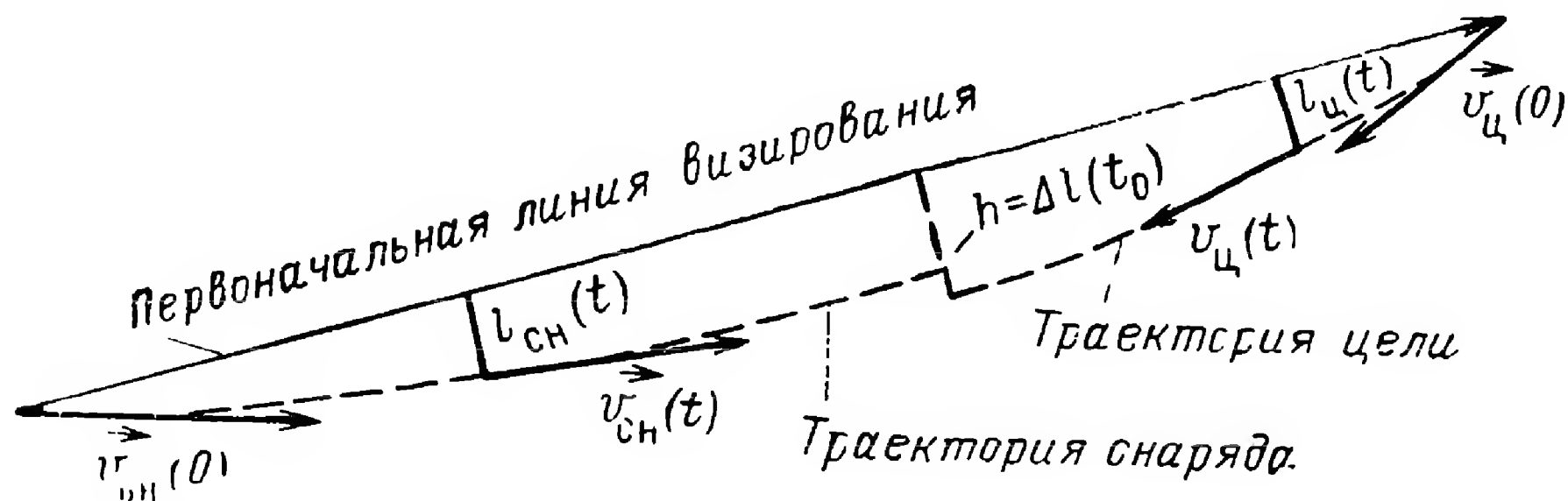


Рис. 6.17. Траектории движения снаряда и цели.

При этом в момент пролета снаряда на кратчайшем расстоянии от цели t_0 разность линейных отклонений от первоначальной линии визирования $\Delta l(t_0)$ определит промах снаряда h , т. е. величину кратчайшего расстояния между снарядом и целью.

Структурная схема кинематического звена на рис. 6.16 может быть непосредственно использована в случае головки самонаведения со следящим гирос приводом, когда входной величиной визира является угол η_r (рис. 6.6).

В случае, когда на структурной схеме головки самонаведения имеется угол между осью снаряда и направлением на цель $\varepsilon_{сн}$ (см. рис. 6.4 и 6.5), схему рис. 6.16 следует дополнить разностным звеном для получения угла $\varepsilon_{сн} = \eta_r - \varphi_k$.

Структурные схемы контуров самонаведения получаются путем комбинации структурных схем кинематического звена, головки самонаведения и звена Автопилот—Снаряд.

В качестве первого примера рассмотрим структурную схему контура прямого самонаведения на неподвижную цель (рис. 6.18).

Так как скорость цели $v_{ц} = 0$, то вместо (6.4.7) имеем

$$\eta_r = - \frac{v_{сн} \gamma_{сн}}{r_{ц} p},$$

поэтому структурная схема кинематического звена на рис. 6.18 упрощается по сравнению со структурной схемой этого звена, приведенной на рис. 6.16.

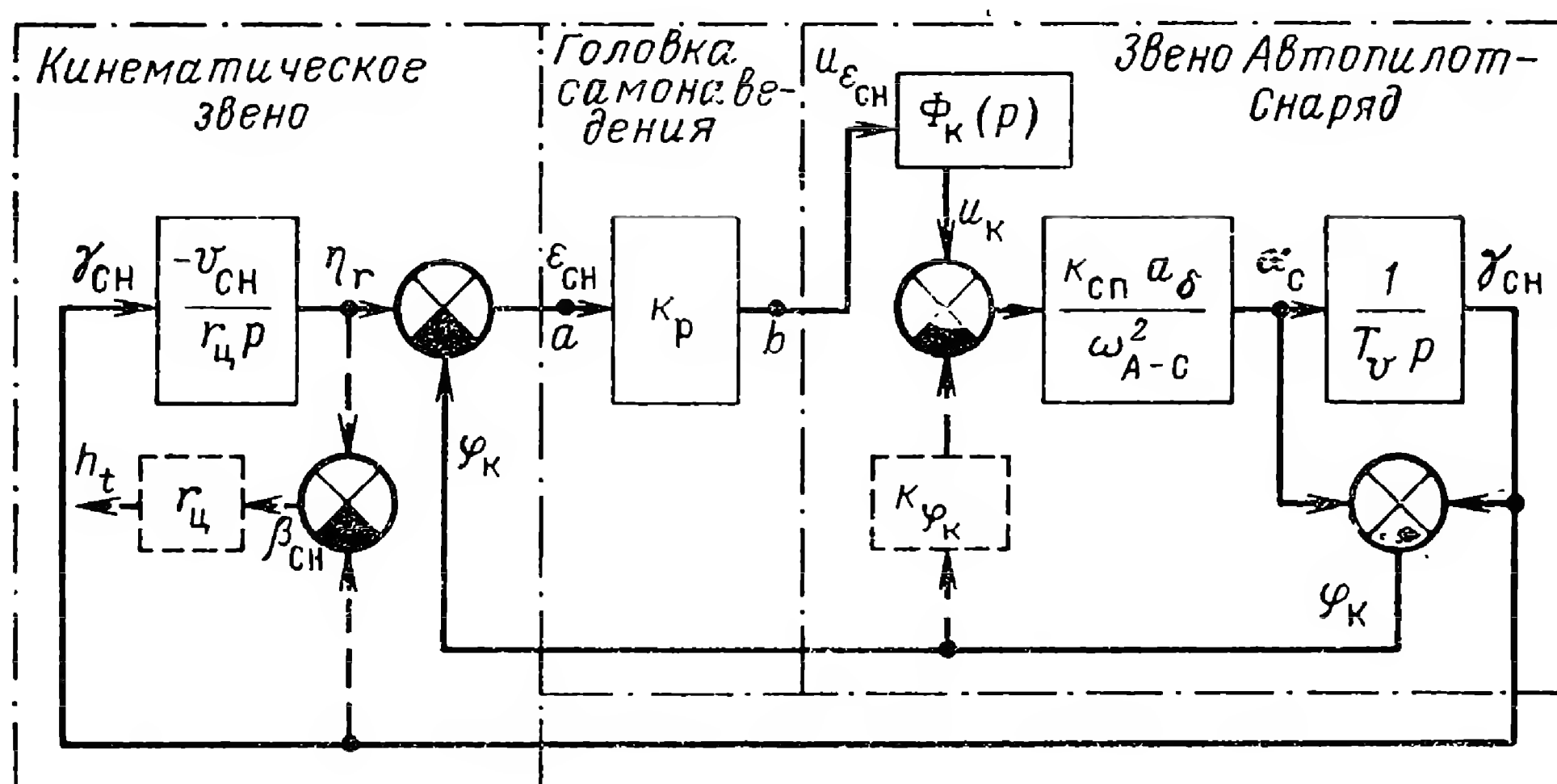


Рис. 6.18. Структурная схема контура прямого самонаведения.

Инерционностью головки самонаведения, неподвижно укрепленной на корпусе снаряда, можно пренебречь. Тогда головка изображается безынерционным звеном с коэффициентом передачи K_p . Сигнал рассогласования $u_{\varepsilon_{сн}}$ с головки самонаведения поступает на устройство формирования команды с передаточной функцией $\Phi_k(p)$ (см. § 1.4.4). Контур стабилизации снаряда на рис. 6.18 (звено Автопилот—Снаряд) изображен в соответствии с рис. 1.36 (обратная связь

с помощью позиционного гироскопического датчика с коэффициентом передачи k_{φ_K} показана пунктиром, так как она применяется не всегда).

Для характеристики точности работы системы самонаведения введем понятие *текущего промаха* h_t как минимального расстояния между снарядом и целью, которое имело бы место, если начиная с данного момента скорости снаряда и цели не менялись.

В случае неподвижной цели при малой угловой ошибке наведения снаряда на цель $\beta_{сн}$ текущий промах определяется следующим приближенным равенством (рис. 6.15):

$$h_t \approx r_{ц} \beta_{сн} = r_{ц} (\eta_r - \gamma_{сн}). \quad (6.4.9)$$

В соответствии с равенством (6.4.9) кинематическое звено в структурной схеме рис. 6.18 дополнено связями (пунктиром) для получения текущего промаха h_t .

В качестве второго примера рассмотрим структурную схему контура самонаведения методом пропорционального сближения при головке самонаведения со следящим гироскопом (рис. 6.19). Кинема-

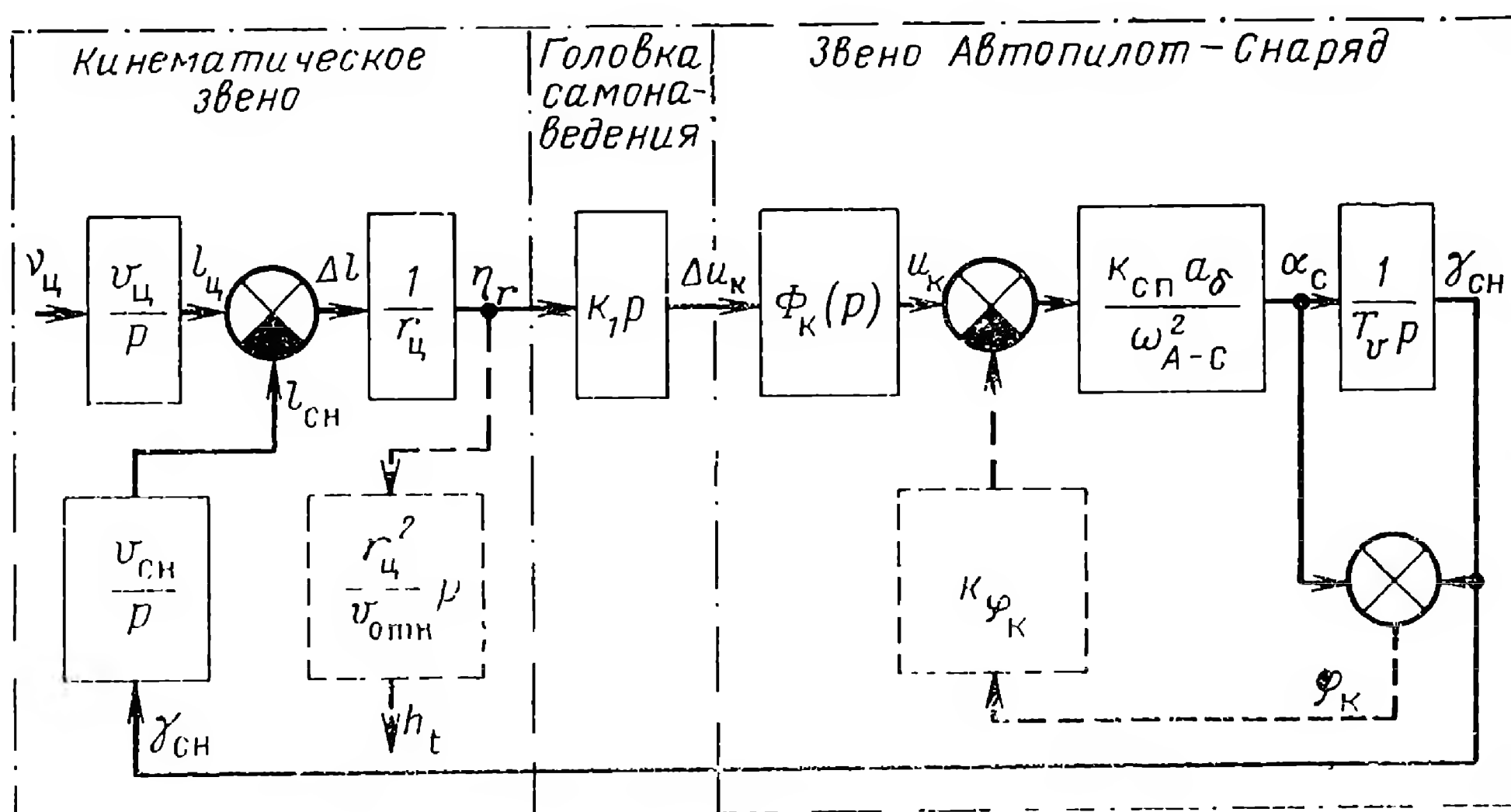


Рис. 6.19. Структурная схема контура самонаведения методом пропорционального сближения (головка самонаведения со следящим гироскопом).

тическое звено здесь соответствует схеме рис. 6.16. При составлении схемы рис. 6.19 мы пренебрегли инерционностью внутреннего контура головки самонаведения (рис. 6.7), поэтому использовали приближенную передаточную функцию (6.2.10) вместо точной (6.2.9). Звено Автопилот—Снаряд на рис. 6.19 то же, что и на рис. 6.18.

В случае подвижной цели текущий промах h_t определяется расстоянием до цели $r_{ц}$ и угловой ошибкой упреждения, т. е. углом между вектором скорости и упрежденным местоположением цели. Выражая угловую ошибку упреждения через угловую скорость вращения линии наведения, можно получить следующее выражение для текущего промаха [6, 8]:

$$h_t = \frac{r_{ц}^2}{v_{отп}} \dot{\eta}_r. \quad (6.4.10)$$

Здесь $v_{отн} = |\vec{v}_{сн} - \vec{v}_{ц}|$ — модуль относительной скорости сближения снаряда и цели.

В соответствии с (6.4.10) кинематическое звено в структурной схеме рис. 6.19 дополнено (пунктиром) цепочкой для получения текущего промаха h_t .

2. Основные характеристики контура самонаведения. Мертвая зона управления

Важной особенностью контуров самонаведения по сравнению с контурами при других методах радиоуправления является наличие звена с переменным коэффициентом $1/r_{ц}$, нестационарность которого обычно не компенсируется. Дело в том, что расстояние снаряд—цель $r_{ц}$ меняется при полете снаряда к цели весьма быстро, и с достаточной точностью предусмотреть изменение этого расстояния значительно труднее, чем, например, расстояния пункт управления—снаряд при теленаведении. Поэтому осуществить компенсацию нестационарности кинематического звена с помощью потенциометра дальности при самонаведении труднее, чем при теленаведении. Точное измерение расстояния на борту снаряда нежелательно из-за усложнения аппаратуры.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением контура самонаведения методом пропорционального сближения, когда структурная схема контура имеет вид, изображенный на рис. 6.19. В простейшем случае обратная связь с помощью позиционного гироскопа в звене Автопилот—Снаряд отсутствует ($\kappa_{\varphi_k} = 0$). Положим также $\Phi_k(p) \equiv 1$. Схема рис. 6.19 при этом преобразуется к виду, изображенному на рис. 6.20. Из схемы рис. 6.20 получаем

$$\dot{\gamma}_{сн} = \frac{\alpha_c}{T_v} = \frac{\kappa_1 \kappa_{с п} a_{\delta}}{T_v \omega_{А-С}^2} \dot{\eta}_r. \quad (6.4.11)$$

Сравнивая выражения (6.4.11) и (1.2.4), находим, что схема рис. 6.20 соответствует идеальному осуществлению метода пропорционального сближения, при этом навигационная постоянная A равна

$$A = \frac{\kappa_1 \kappa_{с п} a_{\delta}}{T_v \omega_{А-С}^2}. \quad (6.4.12)$$

От навигационной постоянной A зависит общий коэффициент усиления контура, а, следовательно, его основные свойства.

Система самонаведения, структурная схема которой изображена на рис. 6.20, имеет ряд недостатков. Действительно, из-за отсутствия обратной связи с помощью позиционного гироскопа ($\kappa_{\varphi_k} = 0$) общий коэффициент усиления контура зависит от режима полета и массы снаряда (см. § 1.4.4). Кроме того, как будет показано в § 6.5, схема рис. 6.20, соответствующая идеальному осуществлению метода пропорционального сближения, обладает плохой помехоустойчивостью по отношению к флюктуационным воздействиям.

Для стабилизации общего коэффициента усиления контура можно применить обратную связь с помощью позиционного гироскопического датчика (пунктирная ветвь на рис. 6.19). Вследствие этого Автопилот—Снаряд (от u_k до $\gamma_{сн}$) будет описываться не интегрирующим, а инерционным звеном, [см. формулу (1.4.11)]. При этом для сохранения астатичности контура управления используют интегрирующий закон при формировании командного сигнала

$$\Phi_k(p) = \frac{1}{T_k p}.$$

В результате вместо (6.4.11) и (6.4.12) получаем

$$\dot{\gamma}_{сн} = \frac{A'}{1 + pT_{A-C}} \dot{\eta}_r, \quad A' = \frac{\kappa_1 \kappa_{A-C}}{T_k}. \quad (6.4.13)$$

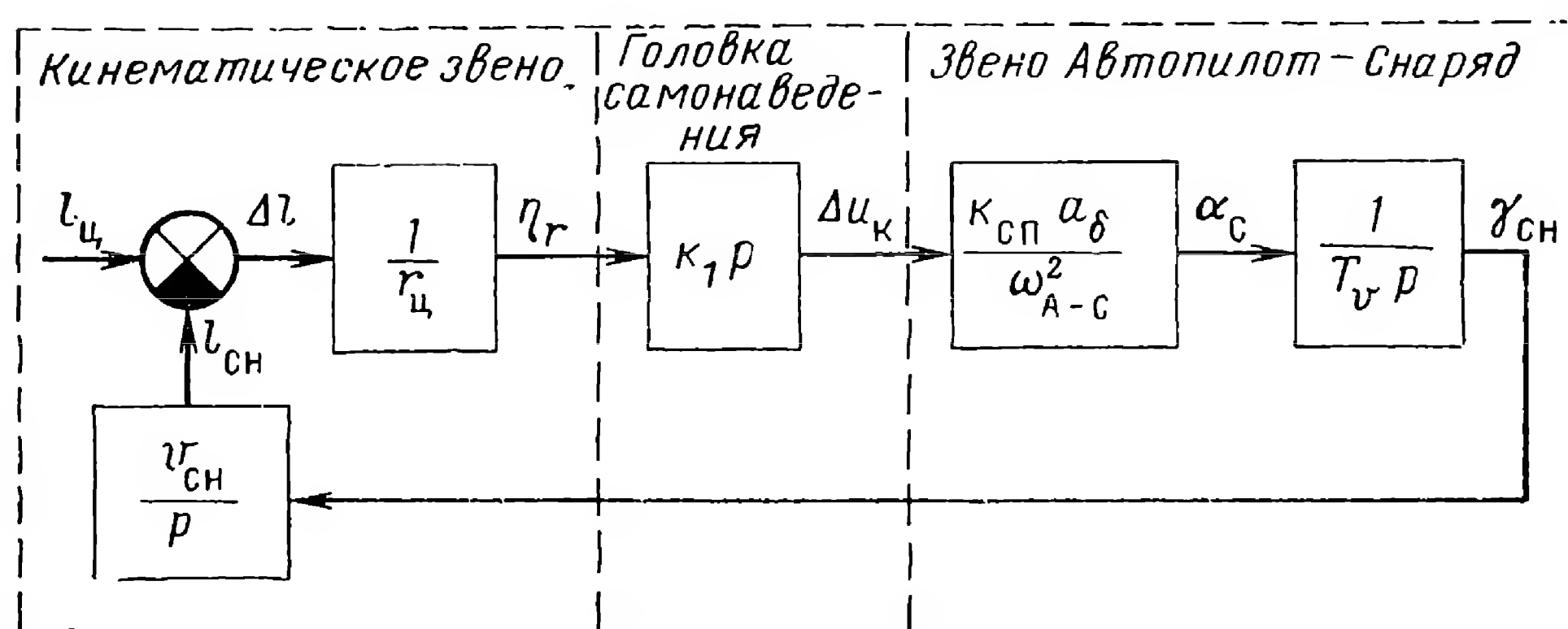


Рис. 6.20. Структурная схема контура самонаведения, соответствующая идеальному осуществлению метода пропорционального сближения.

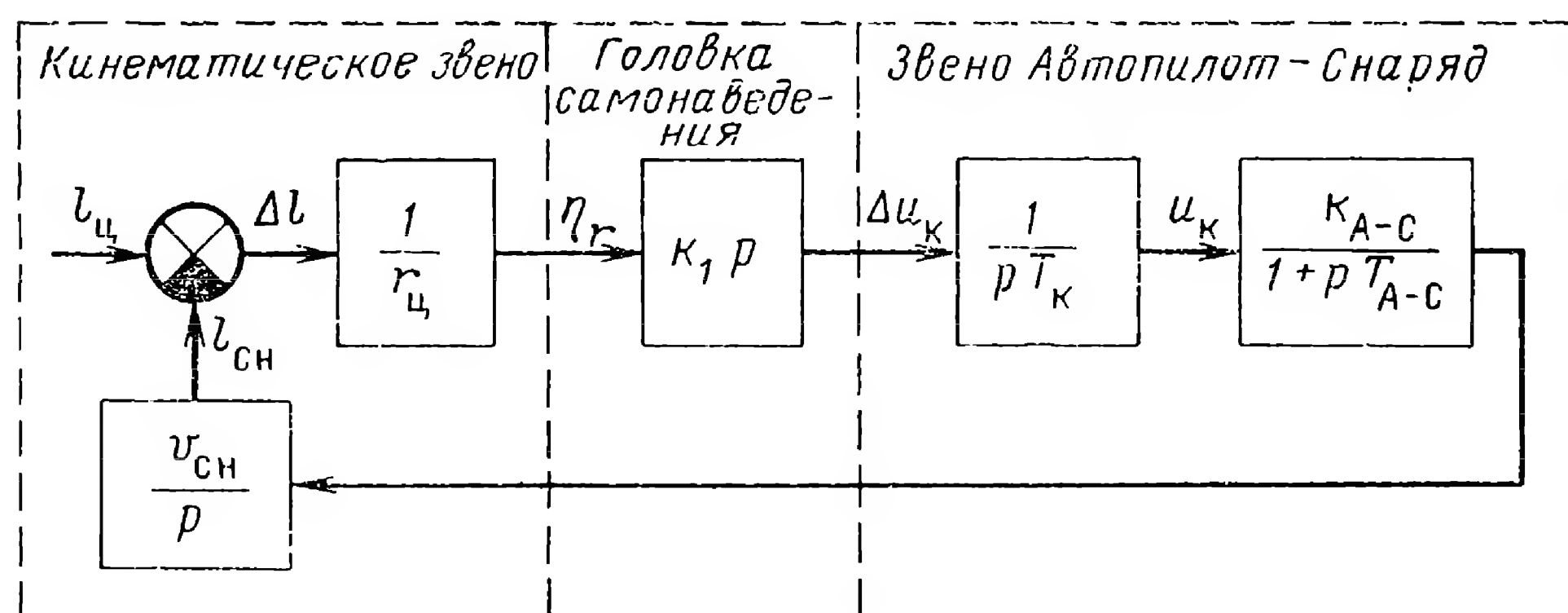


Рис. 6.21. Структурная схема контура самонаведения методом пропорционального сближения с учетом инерционности звена Автопилот — Снаряд.

Контур самонаведения (рис. 6.21) теперь характеризуется двумя параметрами: навигационной постоянной A' и постоянной времени звена Автопилот—Снаряд T_{A-C} . С ростом навигационной постоянной увеличивается общий коэффициент усиления контура и, как след-

ствие, интенсивность отработки начального промаха. Однако можно показать, что с увеличением навигационной постоянной возрастает необходимое поперечное ускорение в начале процесса самонаведения, а также чувствительность системы самонаведения к флюктуационным воздействиям. Анализ процесса самонаведения показывает [6], что оптимальное значение навигационной постоянной (с точки зрения компромисса между динамическими и флюктуационными ошибками контура) равно $A'_{\text{опт}} \approx 3-10$.

В § 6.5 будет показано, что существует некоторое оптимальное значение постоянной времени T_{A-c} , соответствующее минимуму флюктуационной ошибки.

Структурные схемы, изображенные на рис. 6.18—6.21, характеризуют линейный режим работы системы самонаведения. Линейный режим соответствует малым отклонениям переменных величин от их номинальных значений, что имеет место при нормальном функционировании системы управления. Однако при приближении самонаводящегося снаряда к цели нормальное функционирование системы управления обычно нарушается и полет снаряда становится неуправляемым.

Прекращение нормального функционирования системы самонаведения при подлете к цели может быть связано с нарушением нормального функционирования визира цели.

При активном самонаведении в случае импульсного радиовизира нормальное функционирование может нарушиться из-за невозможности отделить импульс, отраженный от цели, от зондирующего импульса. Длительность зондирующего импульса в 0,3—0,5 мксек обуславливает наличие мертвой зоны за счет этой причины в 45—75 м.

Другой причиной нарушения может служить то, что при малом расстоянии $r_{ц}$ линейный размер цели выходит за пределы полезного угла зрения пеленгатора и его работа резко ухудшается. При максимальном линейном размере цели в 15—30 м и полезном угле зрения пеленгатора в 10° вторая причина обуславливает мертвую зону в 75—150 м.

Существует еще ряд причин нарушения нормального функционирования визира. Однако если бы даже визир работал при любых расстояниях до цели, мертвая зона все равно имела бы место из-за особенностей динамических процессов в контуре самонаведения. Более того, нередко мертвая зона по этой причине оказывается большей, чем из-за прекращения нормальной работы визира.

При анализе системы самонаведения изменение расстояния снаряд—цель обычно аппроксимируют линейной функцией времени (в предположении $v_{отн} \approx \text{const}$)

$$r_{ц}(t) = r_{ц0} - v_{отн} t, \quad (6.4.14)$$

где $r_{ц0}$ — начальная дальность до цели при $t = 0$; $v_{отн}$ — относительная скорость сближения снаряда с целью.

Аппроксимацией (6.4.14) можно пользоваться при $t < t_0$:

$$t_0 = \frac{r_{ц0}}{v_{отн}}. \quad (6.4.15)$$

Время t_0 необходимо снаряду для полета до встречи с целью.

С учетом (6.4.14) процессы в различных точках структурной схемы рис. 6.21 описываются линейными дифференциальными уравнениями второго порядка с линейно изменяющимися коэффициентами. Решение этих уравнений при постоянном поперечном ускорении цели $v_{ц} \dot{v}_{ц} = \text{const}$ получено в [8]. Анализ решений показывает, что в начале самонаведения, когда дальность $r_{ц}$ велика, угол скольжения α_c (а, следовательно, и поперечное ускорение снаряда) уменьшается и что при $t = t_0$ промах за счет начальной ошибки даже при постоянном поперечном ускорении цели был бы равен нулю, если бы процесс самонаведения продолжался бы вплоть до момента t_0 . Однако при приближении снаряда к цели начинается колебательно-нарастающее изменение угла скольжения α_c , причем около цели величины α_c , η_r и $\delta_{ц}$, полученные из решения линейных дифференциальных уравнений, стремятся к бесконечности. Так как в реальной системе эти величины ограничены, то на некотором расстоянии до цели, определяемом инерционностью управления, нормальное функционирование системы самонаведения нарушается. Полет снаряда становится при этом неуправляемым (полет в мертвой зоне управления) и нужно считаться с наличием неизбежного промаха.

Для уменьшения размеров мертвой зоны необходимо уменьшать инерционность системы Автопилот — Снаряд (величину T_{A-c}), что в свою очередь требует увеличения маневренных свойств снаряда (т. е. уменьшения постоянной разворота T_v , см § 1.4.4).

Обычно допустимо считать, что за время пролета снарядом мертвой зоны векторы скоростей снаряда и цели неизменны. При этом промах h равен текущему промаху в момент t_k вступления снаряда в мертвую зону: $h = h_t(t_k)$.

3. Методы анализа действия возмущений на систему самонаведения

Для анализа системы самонаведения удобно пользоваться понятиями импульсной передаточной функции, частотной характеристики и передаточной функции системы автоматического регулирования с переменными параметрами.

Линейные системы с переменными параметрами характеризуются своей импульсной переходной функцией $g(t, \tau)$, которая представляет собой реакцию системы на δ -импульс, причем τ является отрезком времени от момента действия δ -импульса до данного момента t .

Задача системы самонаведения — отработка начальных отклонений (начального значения текущего промаха) и различных возмущений, действующих на снаряд во время полета. Поэтому по крайней мере до определенного момента (близкого к t_0) реакция эквивалентной системы автоматического регулирования на различные возмущения должна быть затухающей, в частности,

$$g(t, \tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau \rightarrow \infty. \quad (6.4.16)$$

Более того, можно условно ввести время установления системы, понимая под ним время $T_{уст}$, необходимое для затухания импульсной переходной функции до какого-либо малого уровня g_1

$$g(t, \tau) \leq g_1 \text{ при } \tau \geq T_{уст}. \quad (6.4.17)$$

Вообще говоря, реакция линейной нестационарной системы на внешнее воздействие зависит не только от вида воздействия, но и от момента включения системы t_n и начальных условий. Однако при выполнении условия (6.4.16) эта зависимость исчезает при $t_n \rightarrow -\infty$. В этом смысле говорят об установившемся режиме нестационарной системы. Практически, благодаря условию (6.4.17), можно считать, что установившийся режим наступает при $t \geq T_{уст}$.

Второй основной характеристикой линейной нестационарной системы является комплексная частотная характеристика $\Phi(t, j\omega)$, определяемая как отношение выходной реакции линейной системы $s_{вых}(t, j\omega)$ на гармоническое воздействие $e^{j\omega t}$ к самому воздействию в установившемся режиме

$$\Phi(t, j\omega) = \frac{s_{вых}(t, j\omega)}{e^{j\omega t}}. \quad (6.4.18)$$

Модуль $\Phi(t, \omega) = |\Phi(t, j\omega)|$ и аргумент $\varphi(t, \omega) = \arg[\Phi(t, j\omega)]$ комплексной частотной характеристики называют соответственно амплитудно-частотной и фазочастотной характеристиками.

С помощью частотных характеристик удобно рассматривать установившуюся реакцию линейной нестационарной системы на гармоническое воздействие

$$s_{вх}(t) = s_0 \exp j(\omega t + \varphi_n),$$

$$s_{вых}(t) = s_{вх}(t) \Phi(t, j\omega) = s_0 \Phi(t, \omega) \exp j[\omega t + \varphi_n + \varphi(t, \omega)]. \quad (6.4.19)$$

Третьей основной характеристикой линейной нестационарной системы является передаточная функция $\Phi(t, p)$, определяемая как отношение реакции системы $s_{вых}(t, p)$ на возмущение, выраженное показательной функцией e^{pt} (p — произвольный комплексный параметр), к самому возмущению в установившемся режиме

$$\Phi(t, p) = \frac{s_{вых}(t, p)}{e^{pt}}. \quad (6.4.20)$$

Как видно из этого определения, передаточная функция является некоторым обобщением комплексной частотной характеристики $\Phi(t, j\omega) = [\Phi(t, p)]_{p=j\omega}$.

Как и для стационарных линейных систем, изображение выходной реакции выражается через изображение входного процесса с помощью передаточной функции системы:

$$s_{\text{ВЫХ}}(p, t) = s_{\text{ВХ}}(p)\Phi(t, p). \quad (6.4.21)$$

Выходная реакция $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ (при нулевых начальных условиях) является обратным преобразованием Лапласа от изображения $s_{\text{ВЫХ}}(p, t)$.

Так же, как и в случае стационарных линейных систем, импульсная переходная функция связана с передаточной функцией и комплексной частотной характеристикой соответственно с помощью преобразований Лапласа и Фурье.

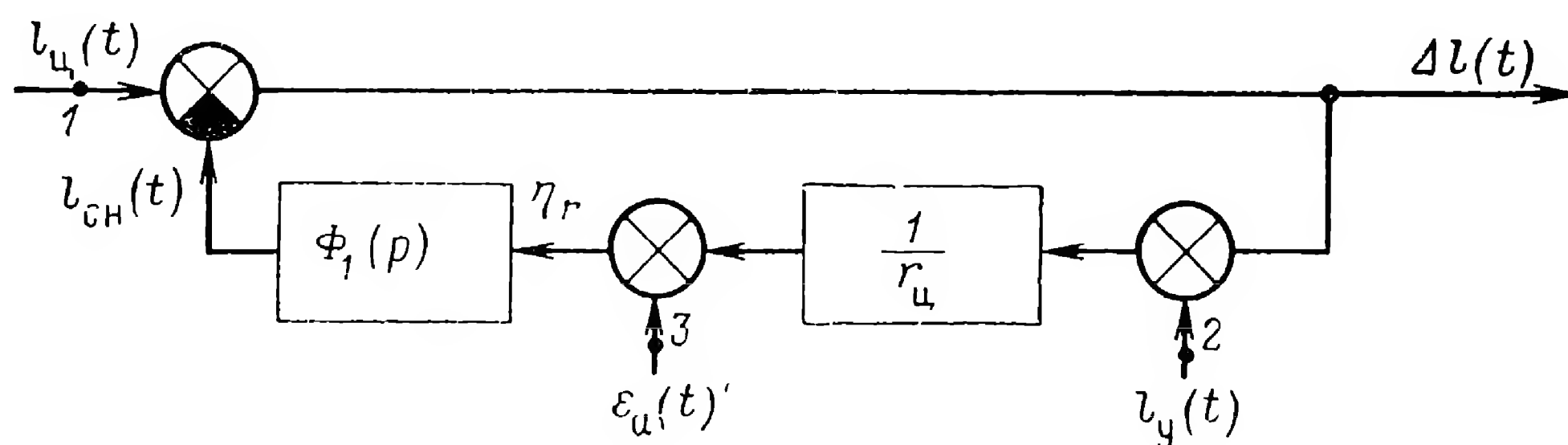


Рис. 6.22. Преобразованная структурная схема самонаведения для вычисления $\Phi_h(t_0, p)$.

Аналогично случаю стационарной линейной системы выражение для установившегося значения дисперсии сигнала при входном сигнале $x(t)$ со спектральной плотностью $G(\omega)$

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G(\omega) |\Phi(t, j\omega)|^2 d\omega. \quad (6.4.22)$$

Итак, если известны статистические характеристики процесса на входе линейной нестационарной системы и основные характеристики этой системы, то вычисление статистических характеристик процесса на выходе не представляет принципиальных трудностей. Однако вычисление основных характеристик линейной нестационарной системы оказывается значительно более сложным, чем вычисление соответствующих характеристик линейной стационарной системы. Одним из методов аналитического определения передаточной функции нестационарной системы можно познакомиться, например, в [6].

Структурная схема системы самонаведения при любом методе наведения может быть сведена к виду, изображенному на рис. 6.22. Система рис. 6.22 является нестационарной, так как $r_{\text{ц}}$ зависит от времени. На схеме рис. 6.22 показаны внешние воздействия $l_{\text{ц}}(t)$, $l_{\text{у}}(t)$ и $\varepsilon_{\text{а}}(t)$ (приложенные в точках 1, 2 и 3), отображающие движение цели и возмущения помех, связанных со свойствами отраженного от цели радиосигнала. Более подробное исследование характеристик процессов $l_{\text{ц}}(t)$ и $l_{\text{а}}(t)$ будет приведено в § 6.5. Через $\Phi_1(p)$ здесь обозначена

передаточная функция разомкнутого участка структурных схем от η_r до $l_{сн}$. Эта функция, например, для схемы рис. 6.21, может быть представлена в виде:

$$\Phi_1(p) = \frac{A' v_{сн}}{p(1 + pT_{\Lambda-C})}, \quad (6.4.23)$$

где A' определяется формулой (6.4.13).

Исследование нестационарной системы существенно упрощается, если ограничиться определением ее передаточной функции $\Phi(t_0, p)$ лишь для одного момента времени $t = t_0$ (см. 6.4.15). При использовании такой передаточной функции считают, что процессы в системе самонаведения описываются с помощью линейной структурной схемы вплоть до момента $t = t_0$, т. е. пренебрегают размерами мертвой зоны. Допускаемая при этом ошибка тем меньше, чем меньше время пролета снарядом мертвой зоны. Для получения передаточной функции системы самонаведения можно воспользоваться тем, что промах h равен разности Δl линейных отклонений цели и снаряда от первоначальной линии визирования в момент t_0 (см. рис. 6.17)

$$h = \Delta l(t_0). \quad (6.4.24)$$

Поэтому выходной величиной схемы рис. 6.22 следует считать $\Delta l(t)$.

Передаточные функции линейной нестационарной системы самонаведения от точек 1, 2 и 3 до $h = \Delta l(t_0)$ выражаются через $\Phi_1(p)$ следующим образом [6]:

$$\Phi_{1 \rightarrow h}(t_0, p) = \exp \left\{ \int_{\infty}^p \frac{1}{v_{отн}} \Phi_1(p) dp \right\}, \quad (6.4.25)$$

$$\Phi_{2 \rightarrow h}(t_0, p) = \Phi_{1 \rightarrow h}(t_0, p) - 1, \quad (6.4.26)$$

$$\Phi_{3 \rightarrow h}(t_0, p) = -\Phi_1(p) \Phi_{1 \rightarrow h}(t_0, p). \quad (6.4.27)$$

Эти передаточные функции не зависят от времени. Несмотря на это, будем писать $\Phi(t_0, p)$, а не $\Phi(p)$, чтобы подчеркнуть, что речь идет о передаточной функции системы с переменным параметром.

Подставляя в (6.4.25) выражение (6.4.23), найдем передаточную функцию $\Phi_{1 \rightarrow h}(t_0, p)$ системы самонаведения методом пропорционального сближения с учетом инерционности звена Автопилот — Снаряд

$$\Phi_{1 \rightarrow h}(t_0, p) = \left(\frac{T_{\Lambda-C} p}{1 + pT_{\Lambda-C}} \right)^{c_э}, \quad (6.4.28)$$

где $c_э = A' \frac{v_{сн}}{v_{отн}}$.

Подстановка (6.4.28) в (6.4.26) и (6.4.27) позволяет получить явные выражения передаточных функций $\Phi_{2 \rightarrow h}(t_0, p)$ и $\Phi_{3 \rightarrow h}(t_0, p)$ через коэффициенты звеньев контура самонаведения.

С помощью выражений (6.4.21) и (6.4.28) можно рассчитать динамическую ошибку из-за маневра цели. С помощью передаточных функций $\Phi_{2 \rightarrow h}(t_0, p)$ и $\Phi_{3 \rightarrow h}(t_0, p)$ находят частотные характеристики системы, используемые далее для расчета ошибок, обусловленных воздействием помех (см. § 6.5).

§ 6.5. ЕСТЕСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ В РАДИОКАНАЛАХ СИСТЕМ САМОНАВЕДЕНИЯ

1. Угловые и амплитудные шумы

На вход радиовизира системы самонаведения поступает сигнал, отраженный от большого числа элементарных участков цели. В процессе полета самонаводящегося снаряда взаимные положения снаряда и цели непрерывно изменяются (в частности, из-за угловых колебаний снаряда), отражения от разных участков цели интерферируют, в результате появляются флуктуации принимаемого сигнала. Математическое описание этих флуктуаций при произвольном расстоянии до цели весьма сложно. В случае, когда линейные размеры цели малы по сравнению с расстоянием между антенной головки самонаведения и целью, возможны существенные упрощения. При этом оказывается возможным флуктуации приходящего сигнала разделить на **у г л о в ы е ш у м ы** (случайные смещения кажущегося центра отражения цели, в результате чего флуктуирует направление прихода сигнала) и **а м п л и т у д н ы е ш у м ы** (флуктуации амплитуды отраженного от цели сигнала). В первом приближении случайные процессы, характеризующие амплитудные и угловые шумы, можно считать независимыми.

2. Влияние угловых шумов на точность системы самонаведения

Рассмотрим вначале влияние угловых шумов, которые задаются в виде процесса $\varepsilon_{\Pi}(t)$, характеризующего флуктуации направления прихода сигнала. Угловые шумы оказывают влияние при любом типе радиовизира цели, причем их интенсивность пропорциональна линейным размерам цели L и возрастает приблизительно обратно пропорционально уменьшению дальности r_{Π} . Спектр угловых шумов много шире полосы пропускания контура самонаведения и поэтому в полосе этого контура может считаться равномерным. Спектральная плотность $G_{\Pi}(0)$ угла $\varepsilon_{\Pi}(t)$ в области частот, примыкающей к нулю, в первом приближении равна [11]

$$G_{\Pi}(0) = \kappa_{\varepsilon_{\Pi}} (L/r_{\Pi})^2, \quad (6.5.1)$$

где $\kappa_{\varepsilon_{\Pi}}$ — коэффициент пропорциональности, значение которого определяется типом цели и ракурсом излучения.

Величину $\varepsilon_{\Pi}(t)$ на структурных схемах контуров самонаведения (рис. 6.18–6.21) следует просуммировать с углом η_r , получающимся по формуле (6.18). При аналитическом исследовании удобнее пересчи-

тать угловые шумы $\varepsilon_{\Pi}(t)$ в эквивалентную помеху $l_y(\dot{t})$, вводимую в структурную схему до звена $1/r_{\Pi}$ (точка 2 рис. 6.22). При этом с учетом соотношения (6.5.1) помеху $l_y(t)$ следует рассматривать как стационарный случайный процесс с нулевым средним и спектральной плотностью, равной

$$G_y(0) = \kappa_{\varepsilon_{\Pi}} L^2. \quad (6.5.2)$$

Для расчета дисперсии промаха из-за угловых шумов необходимо прежде всего вычислить передаточную функцию контура рис. 6.22 от точки 2 до точки $\Delta l(t)$, а затем воспользоваться выражением (6.4.22).

Рассмотрим в качестве примера случай самонаведения методом пропорционального сближения при условии, что звено Автопилот — Снаряд учитывается в виде инерционного звена. Для получения передаточной функции в этом случае следует подставить (6.4.28) в (6.4.26). Перейдя далее от передаточной функции к амплитудно-частотной характеристике, по формуле (6.4.22) можно вычислить дисперсию промаха за счет углового шума $\sigma_{h,y}^2$. Если для конкретности ограничиться значением константы c_{ε} (см. формулу (6.4.28)), равным $c_{\varepsilon} = 3$ [6], то получим

$$\sigma_{h,y}^2 \approx \frac{G_y(0)}{T_{A-C}}. \quad (6.5.3)$$

Формула (6.5.3) показывает, что увеличение инерционности звена Автопилот — Снаряд приводит к уменьшению промаха за счет влияния угловых шумов.

3. Влияние амплитудных шумов на точность системы самонаведения

Амплитудные шумы характеризуются коэффициентом помеховой модуляции $m_{\Pi}(t)$, представляющим собой отношение приращения случайной амплитуды принимаемого сигнала $\Delta U(t)$ к ее среднему значению U_{cp}

$$m_{\Pi}(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_{cp}}. \quad (6.5.4)$$

Статистические характеристики случайного процесса $m_{\Pi}(t)$ обычно определяются экспериментально для каждого типа целей. Случайный процесс $m_{\Pi}(t)$ можно считать стационарным с нулевым средним значением. На рис. 6.23 приведена спектральная плотность $G_m(\omega)$ этого процесса для одной из целей.

Влияние амплитудного шума в значительной степени определяется методом пеленгации сигнала. Так, при фазовом моноимпульсном методе пеленгации изменения амплитуды сигнала почти не сказываются на определении направления, поэтому и влияние амплитудного шума практически отсутствует. При амплитудном моноимпульсном методе направление на цель определяется, исходя из отношения ам-

амплитуд сигналов на выходах различных антенн. Так как отношение амплитуд в один и тот же момент времени не зависит от мощности отраженного от цели сигнала, то и здесь практически влияние амплитудного шума отсутствует. Иначе обстоит дело в случае радиовизира со сканирующей антенной (рис. 6.8). Именно этот случай и рассматривается в дальнейшем.

Помеху, заданную в виде функции $m_{\Pi}(t)$, нельзя непосредственно ввести в структурную схему контура самонаведения в качестве внешнего возмущения, так как на входе звена, соответствующего радиовизору, в структурной схеме фигурирует пространственный угол, т. е. величина, имеющая другую физическую природу. Поэтому необходимо помеху $m_{\Pi}(t)$ пересчитать на выход радиовизира, где она даст некоторое помеховое напряжение, которое добавится к сигнальному напряжению.

С учетом помехи $m_{\Pi}(t)$ амплитуду сигнала на выходе антенны радиовизира $U(t)$ (рис. 6.8) запишем в виде

$$U(t) = U_{\text{ср}} [1 + m_{\Pi}(t)] [1 + m_{\text{АМ}} \cos(\Omega_{\text{СК}} t + \varphi_{\text{Ц}})], \quad (6.5.5)$$

где $U_{\text{ср}}$ — среднее значение амплитуды.

Приемный тракт, включая усилитель сигнала ошибки, будем считать в первом приближении безынерционным по отношению к огибающей (не пропускается только постоянная составляющая огибающей). При этом на фазовый детектор подается сигнал ошибки

$$u_{\text{с.о.}} = U_{\text{с.о.}} [m_{\Pi}(t) + m_{\Pi}(t) m_{\text{АМ}} \cos(\Omega_{\text{СК}} t + \varphi_{\text{Ц}}) + m_{\text{АМ}} \cos(\Omega_{\text{СК}} t + \varphi_{\text{Ц}})]. \quad (6.5.6)$$

Фазовый детектор осуществляет перемножение напряжения сигнала ошибки и опорного напряжения

$$u_{\text{ф.д.}} = \kappa_{\text{ф.д.}} u_{\text{с.о.}} u_{\text{оп}}, \quad (6.5.7)$$

где $u_{\text{оп}}$ — опорное напряжение, равное $u_{\text{оп1}}(t) = U_{\text{оп}} \cos \Omega_{\text{СК}} t$ — в канале курса; $u_{\text{оп2}}(t) = U_{\text{оп}} \sin \Omega_{\text{СК}} t$ — в канале тангажа.

Ограничимся рассмотрением одного из двух каналов — канала курса.

На выходе фазового детектора этого канала имеем

$$u_{\text{ф.д.1}} = c_1 [0,5 m_{\text{АМ}} \cos \varphi_{\text{Ц}} + m_{\Pi}(t) \cos \Omega_{\text{СК}} t + 0,5 m_{\Pi}(t) m_{\text{АМ}} \cos \varphi_{\text{Ц}} + 0,5 m_{\Pi}(t) m_{\text{АМ}} \cos(2\Omega_{\text{СК}} t + \varphi_{\text{Ц}}) + 0,5 m_{\text{АМ}} \cos(2\Omega_{\text{СК}} t + \varphi_{\text{Ц}})], \quad (6.5.8)$$

$$c_1 = \kappa_{\text{ф.д.}} U_{\text{оп}} U_{\text{с.о.}} \quad (6.5.9)$$

Оценим вес различных слагаемых в выражении (6.5.8).

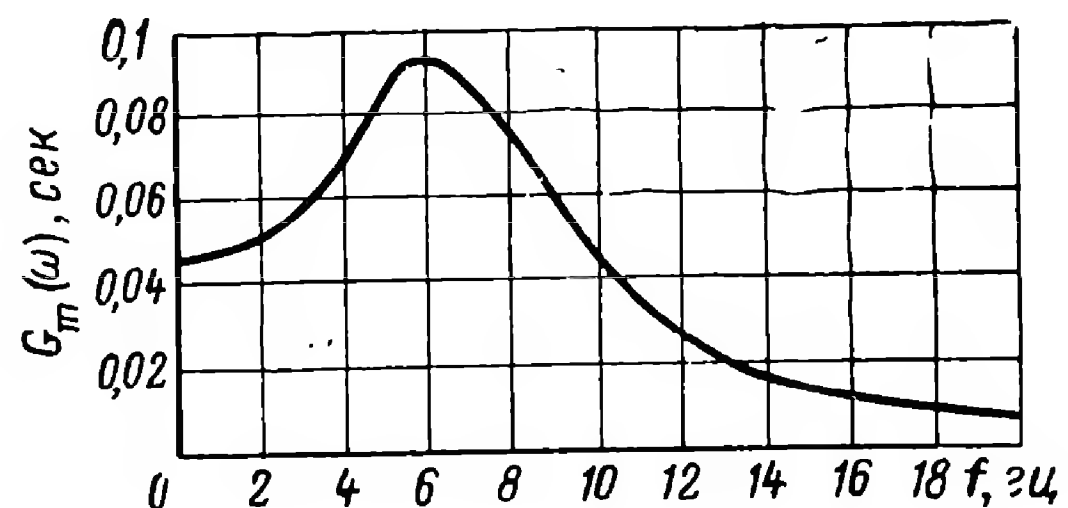


Рис. 6.23. Спектральная плотность амплитудного шума для одной из целей.

Последнее слагаемое в (6.5.8) несущественно, так как ширина спектра медленно изменяющейся величины $m_{AM}(t)$ не превышает нескольких герц, тогда как частота сканирования антенны $\Omega_{СК}$ равна обычно нескольким десяткам герц. В результате спектр последнего слагаемого в (6.5.8) занимает район в несколько герц около частоты $2\Omega_{СК}$ и не попадает в полосу прозрачности выходного фильтра после фазового детектора.

Предпоследним слагаемым в (6.5.8) можно пренебречь по сравнению со вторым слагаемым, так как $0,5 m_{AM} \ll 1$, а плотность спектра $G_m(\omega)$ на частоте $2\Omega_{СК}$ обычно меньше, чем на частоте $\Omega_{СК}$.

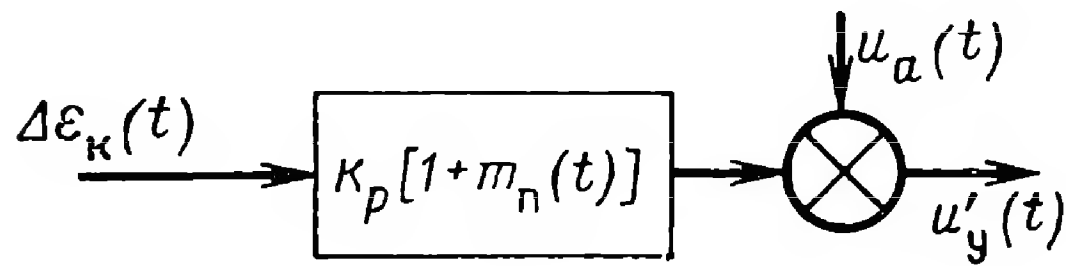


Рис. 6.24. Структурная схема радиовизира с учетом амплитудного шума.

Таким образом, в (6.5.8) остаются три первых слагаемых. Учитывая (см. § 6.3.1), что $m_{AM} = \mu \Delta \epsilon$; $\Delta \epsilon_K = \Delta \epsilon \cos \varphi_{ц}$, из (6.5.8) находим сигнал на выходе радиовизира с учетом действия амплитудного шума

$$\begin{aligned} u_{\Delta \epsilon_K} &= c_1 [0,5 \mu \Delta \epsilon_K + m_{\Pi}(t) \cos \Omega_{СК} t + 0,5 m_{\Pi}(t) \mu \Delta \epsilon_K] = \\ &= \kappa_p \left[\Delta \epsilon_K + \frac{2m_{\Pi}(t)}{\mu} \cos \Omega_{СК} t + m_{\Pi}(t) \Delta \epsilon_K \right], \end{aligned} \quad (6.5.10)$$

где $\kappa_p = 0,5 \mu c_1$ — общий коэффициент передачи радиовизира, [см. § 6.3.1, формулу (6.3.5)]. В формуле (6.3.5)

$$\kappa_{\Pi} = 0,5 c_1 \simeq 0,5 \kappa_{фд} U_{оп} U_{с0}.$$

Первое слагаемое в (6.5.10) является основным, сигнальным слагаемым, второе — представляет собой аддитивную (по отношению к входному воздействию $\Delta \epsilon_K$) помеху, третье — комбинационную составляющую помехи и полезного воздействия. Уравнению (6.5.10) соответствует структурная схема радиовизира, изображенная на рис. 6.24.

На этом рисунке обозначено

$$u'_y = u_{\Delta \epsilon_K}; \quad u_a(t) = \frac{2\kappa_p m_{\Pi}(t)}{\mu} \cos \Omega_{СК} t. \quad (6.5.11)$$

На рис. 6.24 показано, что амплитудный шум приводит как к аддитивному воздействию на контур управления снарядом — за счет помехи $u_a(t)$, так и к параметрическому воздействию — изменению коэффициента передачи радиовизира по случайному закону. Действием комбинационной составляющей помехи $m_{\Pi}(t)$ можно в первом приближении пренебречь при выполнении условия [6]

$$\overline{m_{\Pi}^2(t)} \frac{\Delta F_{\vartheta}}{\Delta f_{\Pi}} \leq 0,1, \quad (6.5.12)$$

где $\overline{m_{\Pi}^2(t)}$ — дисперсия процесса $m_{\Pi}(t)$; ΔF_{ϑ} — эквивалентная полоса пропускания контура самонаведения; Δf_{Π} — эквивалентная ширина

спектра помехи $m_{\Pi}(t)$. Обычно условие (6.5.12) выполняется достаточно хорошо. Поэтому в дальнейшем изменением коэффициента передачи будем пренебрегать и учтем только влияние аддитивного воздействия $u_a(t)$.

Как видно из выражения (6.5.11), каждая из компонент спектра $m_{\Pi}(t)$ с частотой ω дает в спектре $u_a(t)$ суммарную и разностную компоненты с частотами $\omega + \Omega_{\text{СК}}$ и $|\omega - \Omega_{\text{СК}}|$. Существенное значение имеют лишь разностные компоненты спектра процесса $u_a(t)$ в пределах полосы пропускания контура самонаведения. Они образуются компонентами спектра процесса $m_{\Pi}(t)$, лежащими в районе частоты сканирования. Поэтому спектральная плотность $G_a(\omega)$ процесса $u_a(t)$ на нулевой частоте ($\omega = 0$) выражается через спектральную плотность помеховой модуляции следующим образом:

$$G_a(0) = \frac{2\kappa_p^2}{\mu^2} G_m(\Omega_{\text{СК}}). \quad (6.5.13)$$

В пределах полосы пропускания контура самонаведения спектральная плотность процесса $u_a(t)$ может считаться постоянной и равной $G_a(0)$.

Вместо помехового напряжения $u_a(t)$ удобнее вводить эквивалентное (кажущееся) изменение угла прихода радиоволн $\varepsilon_a(t)$, которое может рассматриваться как внешнее возмущение, приложенное ко входу радиозвена (см. рис. 6.22, точка 3)

$$\varepsilon_a(t) = \frac{u_a(t)}{\kappa_p}. \quad (6.5.14)$$

Спектральная плотность этой эквивалентной помехи в пределах полосы прозрачности контура самонаведения, согласно (6.5.13) и (6.5.14), равна

$$G_{\varepsilon_a}(0) \approx \frac{2}{\mu^2} G_m(\Omega_{\text{СК}}). \quad (6.5.15)$$

Частоту сканирования антенны $\Omega_{\text{СК}}$ целесообразно выбирать существенно выше частоты максимума спектральной плотности $G_m(\omega)$ (см. рис. 6.23). При увеличении $\Omega_{\text{СК}}$, как видно из рис. 6.23 и формул (6.5.13) и (6.5.15), влияние амплитудного шума уменьшается.

Формула (6.5.15) также показывает, что влияние амплитудного шума уменьшается с увеличением угловой чувствительности антенны μ , так как при увеличении μ одной и той же величине амплитудного шума соответствует меньшая ошибка в определении направления на цель за счет увеличения полезной модуляции сигнала. Существенного увеличения μ можно достигнуть за счет сужения диаграммы направленности антенны, но при этом возрастают габариты и вес антенны, что также трудности захвата цели.

Расчет дисперсии промаха за счет влияния амплитудного шума производится с помощью структурной схемы рис. 6.22 аналогично

тому, как это делается для углового шума. При учете инерционности звена Автопилот — Снаряд согласно схеме рис. 6.21 в случае $c_3 = 3$ получим

$$\sigma_{h,a}^2 = \frac{9}{64} v_{сн}^2 T_{A-c} G_{\varepsilon_a}(0) = \frac{9}{32} \frac{v_{сн}^2 T_{A-c} G_m(\Omega_{сн})}{\mu^2}. \quad (6.5.16)$$

Формула (6.5.16) показывает, что увеличение инерционности звена Автопилот — Снаряд приводит к увеличению промаха за счет амплитудного шума. Различный характер влияния инерционности при амплитудных и угловых шумах [формулы (6.5.3) и (6.5.16)], связан с тем, что интенсивность амплитудного шума не зависит от дальности до цели $r_{ц}$, а интенсивность углового шума обратно пропорциональна $r_{ц}$ (см. 6.5.1), т. е. резко возрастает при подлете снаряда к цели. На структурной схеме рис. 6.22 это отображено тем, что эквивалентные помехи, соответствующие угловому и амплитудному шумам, приложены до и после звена с коэффициентом передачи $1/r_{ц}$ (рис. 6.22).

Инерционность звена Автопилот — Снаряд влияет также на динамические ошибки самонаведения. Можно показать [6], что динамическая ошибка из-за маневра цели при увеличении T_{A-c} увеличивается. Следовательно, в связи с различной зависимостью от T_{A-c} флюктуационных ошибок из-за амплитудных и угловых шумов и динамических ошибок из-за маневра цели в каждом конкретном случае существует определенная величина T_{A-c} , обеспечивающая минимум общего промаха.

Расчет влияния флюктуаций отраженного от цели сигнала при других методах наведения и другой структуре контура управления в первом приближении осуществляется аналогичным образом с помощью обобщенной структурной схемы рис. 6.22.

Напомним, что формулы (6.5.3) и (6.5.16) выведены без учета мертвой зоны, т. е. в предположении, что вплоть до пролета снаряда около цели справедлива линейная модель контура управления. Обычно время пролета снарядом мертвой зоны настолько мало, что рассмотренный метод дает достаточно точные для практических применений результаты. В тех случаях, когда время пролета мертвой зоны относительно большое, следует воспользоваться либо грубым методом замораживания переменных коэффициентов, включая дальность $r_{ц}$, либо точным методом, основанным на применении нестационарных частотных характеристик. Ошибка метода замораживания коэффициентов уменьшается с увеличением времени пролета мертвой зоны. Точным методом, как правило, для дисперсии промаха не удастся получить аналитических выражений и поэтому приходится проводить числовые расчеты.

4. Влияние внутренних шумов приемного тракта на максимальную дальность действия систем самонаведения

Дальность действия системы самонаведения определяется тем максимальным расстоянием $r_{ц}$, при котором с достаточно большой вероятностью происходит захват цели головкой самонаведения за

заданное время и обеспечивается достаточно малая вероятность потери цели в режиме слежения. Потеря цели (срыв слежения) практически может произойти либо на начальном участке траектории самонаведения, где еще мал сигнал на входе головки, либо на последнем участке, при подлете снаряда к цели, когда начинают резко возрастать динамические ошибки. При расчете максимальной дальности действия последний участок не играет роли.

Под захватом и сопровождением цели подразумевается прежде всего захват и сопровождение по угловым координатам. Кроме того, в импульсных радиовизирах необходимо обеспечить захват и сопровождение по дальности, а в радиовизирах с непрерывным излучением — по скорости.

Заданные вероятности захвата и слежения обеспечиваются, когда мощность сигнала на входе головки самонаведения превышает определенную величину $P_{\text{мин}}$, называемую реальной чувствительностью головки самонаведения. Строгий расчет реальной чувствительности $P_{\text{мин}}$ на основе вычисления вероятностей захвата и слежения весьма сложен. Для ориентировочного расчета $P_{\text{мин}}$ можно потребовать, чтобы соотношение сигнал/шум на входе первого нелинейного элемента радиовизира (детектора) было значительно большим единицы (в 5—10 раз):

$$\frac{P_{\text{мин}}}{P_{\text{ш}}} \geq 5 \div 10. \quad (6.5.17)$$

В случае радиовизиров с импульсным излучением условие (6.5.17) должно выполняться для пиковой мощности (при условии стробирования приемника, см. § 6.3.1), а в случае радиовизиров с непрерывным излучением — для средней.

Полоса пропускания $\Delta f_{\text{п}}$ каскадов, предшествующих детектору, определяется в случае импульсных радиовизиров длительностью модулирующего импульса, а в случае радиовизиров с непрерывным излучением — нестабильностью частоты и допустимой длительностью переходных процессов в фильтре перед детектором.

Мощность сигнала на входе головки самонаведения определяется с помощью формулы дальности действия радиолокации [13]. Если не учитывать затухания радиоволн в атмосфере, то получим следующее выражение для дальности действия $r_{\text{макс}}$ активного самонаведения, когда используется одна и та же антенна как для передачи, так и для приема радиоволн

$$r_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изл}} S_{\text{эц}} S_{\text{Аэфф}}^2 y_1^4}{P_{\text{мин}} 4\pi\lambda^2}}. \quad (6.5.18)$$

Здесь $P_{\text{изл}}$ — мощность излучения передающей антенны снаряда (пиковая для импульсного радиовизира и средняя для радиовизира с непрерывным излучением); $S_{\text{Аэфф}}$ — эффективная площадь антенны снаряда; $S_{\text{эц}}$ — эквивалентная площадь отражения цели; y_1 — коэффициент использования равносигнальной зоны, который показывает,

во сколько раз напряжение сигнала, принятого в направлении равносигнальной зоны, слабее, чем при приеме по максимуму диаграммы направленности; λ — длина волны.

В случае полуактивного самонаведения энергетические соотношения определяют величину произведения максимального расстояния снаряд — цель $r_{\text{макс}}$ на максимальное расстояние пункт управления — цель $R_{\text{макс}}$:

$$r_{\text{макс}} R_{\text{макс}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{изл}} S_{\text{эц}} S_{\text{пр эфф}} S_{\text{пер эфф}} y_1^2 y_2^2}{P_{\text{мин}} 4\pi\lambda^2}}. \quad (6.5.19)$$

Здесь $S_{\text{пр эфф}}$ и $S_{\text{пер эфф}}$ — эффективные площади приемной и передающей антенны; y_1 и y_2 — коэффициенты использования их равносигнальных зон.

Сравним дальности действия полуактивного и активного самонаведения в случае, когда процесс самонаведения должен начинаться сразу от пункта управления. При этом в формуле (6.5.19) нужно положить $r_{\text{макс}} = R_{\text{макс}}$. Считая параметры приемников и антенн на снаряде в обоих случаях одинаковыми, из (6.5.18) и (6.5.19) находим

$$\frac{r''_{\text{макс}}}{r'_{\text{макс}}} = \sqrt[4]{\frac{P''_{\text{изл}} S''_{\text{пер эфф}} y_2^2}{P'_{\text{изл}} S'_{\text{А эфф}} y_1^2}}. \quad (6.5.20)$$

Здесь двумя штрихами отмечены величины, относящиеся к полуактивному самонаведению, а одним штрихом — к активному самонаведению. Так как мощность излучения и эффективная площадь антенн на пункте управления могут быть сделаны много большими, чем на снаряде, а $y_2 \approx y_1$, то полуактивная система самонаведения обладает обычно в несколько раз большей дальностью, чем активная.

5. Другие помехи

Кроме рассмотренных выше флюктуационных воздействий, имеющих электромагнитную природу, на точность головок самонаведения, а следовательно, и всего контура управления снарядом оказывают влияние механические шумы следящей системы [105]. Эти шумы возникают из-за наличия люфтов и неточности сопряжения элементов привода следящего визира цели. Величина ошибки в выходном сигнале головки самонаведения, обусловленной этими шумами, не зависит от отражающих свойств цели и расстояния до нее.

Помимо флюктуационных, быстроменяющихся помех, на точность работы головки самонаведения оказывают влияние систематические ошибки [105], слабо меняющиеся за время полета снаряда. Систематические ошибки обусловлены, в частности, дрейфом нулей усилителей.

Оба типа ошибок могут быть отражены в структурной схеме рис. 6.22 введением некоторого помехового сигнала в точку 3, т. е. туда же, куда вводится помеха $\varepsilon_a(t)$, соответствующая воздействию флюктуаций амплитуды отраженного от цели сигнала.

Иной механизм влияния так называемой синхронной ошибки, возникающей из-за искривления пути распространения радиоволн при прохождении ими обтекателя антенны головки самонаведения. Величина отклонения меняется синхронно с изменением угла прихода радиоволн. Анализ показывает [6], что влияние синхронной ошибки в контуре самонаведения может быть отображено введением в контур дополнительных обратных связей. В результате ухудшается качество регулирования в контуре и затрудняется обеспечение его устойчивости.

До сих пор говорилось об естественных помехах в радиоканалах систем самонаведения. При проектировании необходимо учитывать и организованные помехи, которые специально создаются для защиты от самонаводящихся снарядов [11].

АВТОНОМНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ

§ 7.1. ПРИНЦИПЫ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АВТОНОМНОГО РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

При автономном управлении летательными аппаратами все приборы и средства управления находятся на борту. Это определяет приборную автономность систем такого управления. Извлечение необходимой для управления текущей информации и выработка управляющих сигналов также осуществляются с помощью только бортовых устройств. Это означает, что системы автономного управления характеризуются и информационной автономностью (см. § 1.6).

Автономное радиоправление представляет собой один из способов автономного управления, при котором для извлечения информации о местонахождении и движении летательного аппарата используются бортовые радиоизмерительные устройства, работающие по тем или иным радиоориентирам.

Автономное радиоправление может быть применено для управления как атмосферными, так и космическими летательными аппаратами. В зависимости от вида задачи, решаемой летательным аппаратом, и условий ее решения применяется как следящее, так и корректирующее автономное радиоправление.

Автономное радиоправление называется автоматическим, если оно осуществляется без участия человека, на основе заданной программы, причем используются как «жесткие» (наперед заданные), так и «гибкие» (изменяющиеся в процессе управления) программы. Траектория полета полностью определяется заданной программой. При автоматизированном автономном радиоправлении, т. е. управлении с участием человека, возможен еще более гибкий подход к выбору траектории с учетом меняющейся ситуации, которую нельзя было предвидеть заранее.

Функциональная схема систем автономного радиоправления (рис. 7.1) включает в себя бортовые радиоизмерительные устройства, бортовые программно-временное, вычислительно-преобразующее, исполнительное устройства, датчики и управляемый объект — летательный аппарат. Радиоизмерительные устройства, называемые также радиодатчиками (доплеровские измерители скорости, радиовысотомеры), входят во внешний контур управления и определяют необходимые для управления параметры полета $\vec{\gamma}$ (ско-

рость, высоту). Эти параметры кинематически связаны с выходными величинами $\vec{\gamma}_a$, характеризующими движение аппарата (углами отклонения, наклона траектории; ускорением). Из-за неидеальности обработки радиосигналов и действия помех в радиоизмерительных устройствах возникают ошибки, в результате чего напряжения \vec{u}_γ^* на выходах радиоизмерительных устройств неточно отображают истинные значения параметров $\vec{\gamma}$ (соответствуют их оценкам $\vec{\gamma}^*$). Б о р т о в о е п р о г р а м м н о - в р е м е н н о е у с т р о й с т в о содержит жесткую или вырабатывает гибкую программу управления $\vec{\gamma}_{пр}$. Изменение

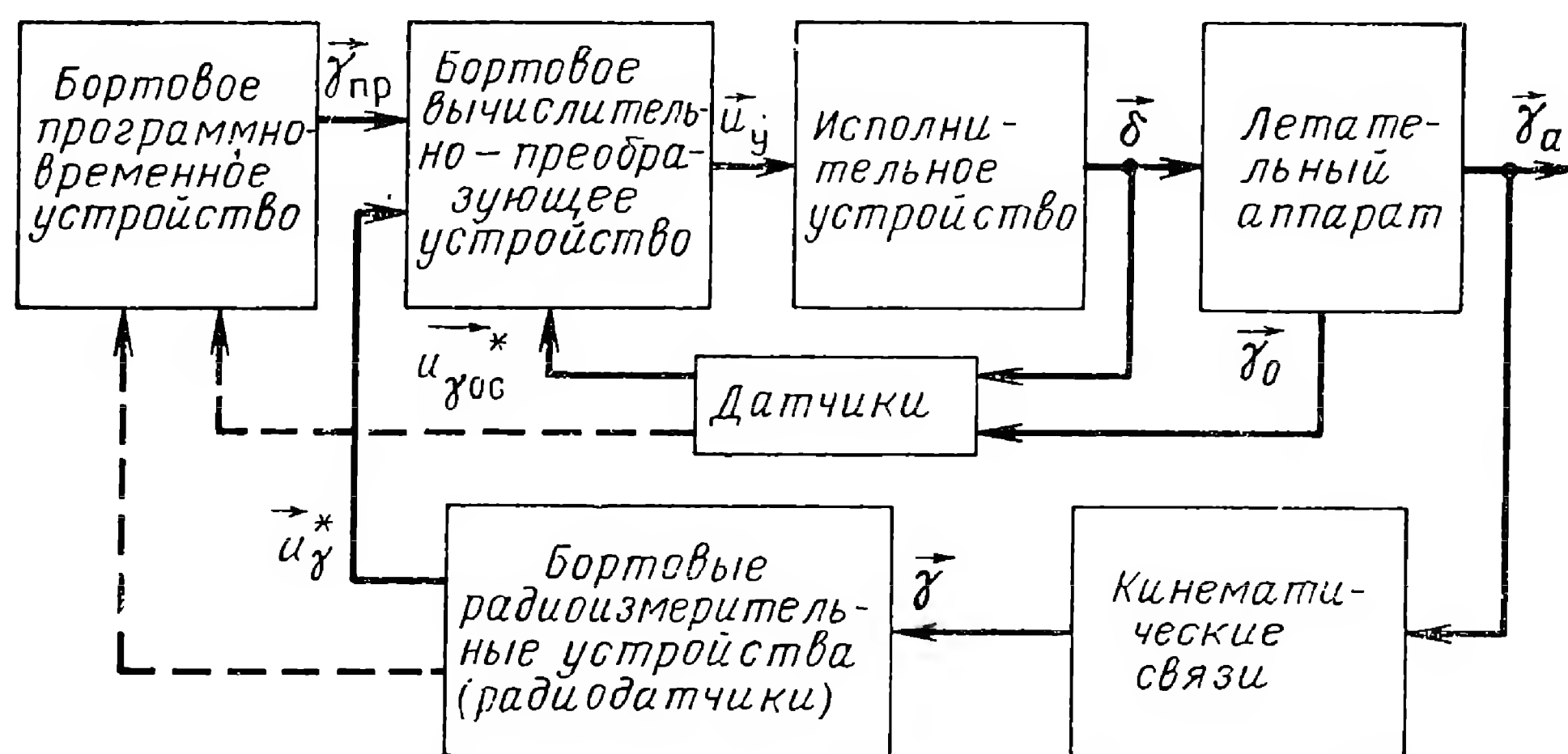


Рис. 7.1. Функциональная схема систем автономного радиопереуправления.

программы осуществляется в зависимости от изменений условий полета на основе данных, полученных измерительными устройствами (пунктирные связи на рис. 7.1). Программа управления $\vec{\gamma}_{пр}$ и напряжения \vec{u}_γ^* поступают на входы бортового вычислительно-преобразующего устройства. Сюда по цепям обратных связей поступают также напряжения $\vec{u}_{\gamma oc}^*$ от различных нерадиотехнических датчиков, входящих во внутренние контуры управления, измеряющих параметры $\vec{\delta}$, $\vec{\gamma}_0$ (положение рулевых органов, ускорение летательного аппарата, его угловое положение и другие величины). В состав датчиков могут входить и радиотехнические устройства, например, радиодатчики опорных направлений — радиовертиканты, радиоастропеленгаторы. В вычислительно-преобразующем устройстве в соответствии с используемым алгоритмом управления осуществляется вычисление текущих координат летательного аппарата, сравнение их с программными для получения сигналов рассогласования и формирования соответствующих команд управления полетом. Здесь же преобразуются оценки дополнительных параметров, полученных с датчиков, и формируются дополнительные сигналы для управления по контурам ориентации и стабилизации. Управляющие сигналы \vec{u}_γ поступают на исполнитель-

ное устройство. Исполнительное устройство представляет собой рулевые машины, непосредственно перемещающие аэродинамические или газовые рули, или блок управления реактивными двигателями, а его выходные величины $\vec{\delta}$ — отклонение рулей или тягу двигателей.

С помощью автономного радиоуправления решаются следующие основные задачи:

- выведение атмосферного летательного аппарата в район цели;
- контроль и коррекция орбит искусственных спутников планет и управление маневром космического аппарата на орбите;
- терминальное управление космическими аппаратами.

Терминальным управлением называют управление на заключительном этапе полета, например, при попадании в коридор входа, при снижении и мягкой посадке (см. далее).

Автономное выведение с помощью радиосредств атмосферных летательных аппаратов в район цели осуществляется по радиосигналам от поверхности Земли. Бортовой радиопередатчик облучает поверхность; отраженный (рассеянный) поверхностью радиосигнал принимается на летательном аппарате и дает информацию о скорости и высоте полета или позволяет получить радиолокационное изображение местности. По данным о скорости и высоте определяются текущие координаты летательного аппарата, которые сравниваются с координатами, задаваемыми жесткой или гибкой программой, что позволяет выработать на борту аппарата необходимые команды управления. В некоторых случаях команды вырабатываются в результате сравнения текущего радиолокационного изображения местности с заданным образцом радиолокационной карты.

Угловая стабилизация атмосферных летательных аппаратов обычно осуществляется относительно гироскопической системы координат. Однако при длительных полетах, когда вследствие «уходов» гироскопов точность стабилизации снижается, а также в случаях, когда требуется ориентация летательных аппаратов по отношению к поверхности, может быть использована и радиотехническая опорная система координат. Датчиком одного из опорных направлений в таких случаях является радиотехнический измеритель вертикального к среднему уровню поверхности направления (радиовертиконт).

Описанные принципы могут быть использованы и при автономном радиоуправлении космическими аппаратами, движущимися над поверхностью планет.

В качестве радиоориентиров могут выступать не только протяженные поверхности, но и «точечные» источники радиоизлучения — радиозвезды, Солнце. Примером автономной системы управления по точечным радиоориентирам может служить радиоастронавигационная система, в которой с борта летательного аппарата с помощью радиоастропеленгаторов осуществляется пеленгация радиозвезд. Принцип действия системы не отличается от принципа действия астронавигационной системы. Различие заключается лишь в диапазонах волн — радиотехническом и оптическом.

При автономном радиоконтроле орбиты космического аппарата отдельные параметры орбитального движения определяются с помощью автономных радиосредств. Полученная информация перерабатывается в бортовом вычислительном устройстве для определения момента приложения, величины и направления импульса тяги с целью коррекции орбиты или выполнения маневра. После окончания импульса на основе данных от системы автономного радиоконтроля уточняются элементы новой орбиты, и при необходимости коррекция может быть повторена. Автономный радиоконтроль орбиты может быть использован, в частности, при переводе искусственного спутника с эллиптической орбиты на круговую.

Необходимость управления полетом космического аппарата для попадания в коридор входа возникает с целью обеспечения правильного подхода космического аппарата к планете назначения. Коридором входа называется область пространства, включающая в себя все возможные траектории космического аппарата, двигаясь по которым аппарат избежит как удара о поверхность планеты или чрезмерных перегрузок (при наличии атмосферы), так и пролета планеты (см. рис. 7.17, § 7.5).

Система управления должна обеспечить такую коррекцию движения космического аппарата, чтобы его траектория прошла возможно ближе к середине коридора входа.

После подхода к планете назначения возможен маневр космического аппарата с переходом с траектории сближения на орбиту спутника планеты или на траекторию снижения и мягкой посадки. Для управления при снижении или мягкой посадке целесообразны, а в ряде случаев необходимы, автономные системы радиуправления. Система автономного радиуправления мягкой посадкой должна обеспечить необходимые ориентацию аппарата и уменьшение скорости его сближения с поверхностью планеты таким образом, чтобы в момент посадки скорость была близкой к нулю.

При автономной ориентации космического аппарата могут быть использованы радиоастропеленгаторы, позволяющие на борту аппарата построить базовую (опорную) систему координат (см. гл. 2), направления осей которой в инерциальном пространстве определяются известным положением удаленных точечных источников радиовлучения на небесной сфере. Один радиоастропеленгатор определяет единственную ось базовой системы координат; двух радиоастропеленгаторов достаточно для построения трех осей базовой системы. Если антенны радиоастропеленгаторов жестко связаны с корпусом аппарата, то система автономной радиоориентации может осуществлять поиск, захват и автоматическое слежение за радиоориентирами путем поворотов корпуса аппарата. Положение базовой системы координат может быть «запомнено» с помощью гироскопов на определенный отрезок времени. В течение этого времени возможна любая переориентация аппарата относительно базовой системы координат. Вместо радиоастропеленгаторов в системах ориентации часто используются оптические датчики опорных направлений.

Радиосигналы от ориентиров, используемых в системах автоном-

ного радиопередачи, носят характер случайных процессов. Это объясняется либо случайной структурой элементов рассеивающей поверхности, либо флюктуационной природой радиоизлучения Солнца и радиозвезд. Поэтому при извлечении из таких радиосигналов информации о тех или иных параметрах будут иметь место флюктуационные ошибки. При рассеянии радиосигналов поверхностями возникают также характерные изменения структуры радиосигналов, зависящие от протяженности и от рода поверхности. Например, радиосигналы, рассеянные поверхностями суши и моря, различны. Это приводит к систематическим ошибкам, называемым ошибками смещения. Такие ошибки, специфичные для систем автономного радиопередачи, далее рассматриваются подробно. Имеют значение и другие ошибки: динамические, шумовые, из-за действия радиопомех, инструментальные (приборные).

Достоинствами систем автономного радиопередачи являются: отсутствие ограничений на количество летательных аппаратов, одновременно выполняющих одну и ту же задачу; оперативность управления, связанная с тем, что здесь нет запаздывания, возникающего в других системах при передаче информации между пунктом управления и аппаратом; высокая помехозащищенность, объясняемая трудностью организации радиопомех с направлений на радиоориентиры.

При управлении космическими аппаратами наиболее ценна оперативность автономного радиопередачи на терминальных участках траекторий в удаленных от Земли областях космического пространства, а также при автоматизированном автономном управлении космическими кораблями, особенно при аварийных ситуациях. При автономном радиопередачи искусственными спутниками Земли и атмосферными летательными аппаратами важны и другие из перечисленных выше положительных качеств. Для случая управления самолетами-снарядами ценны также возможность выведения в район цели при значительных дальностях, мобильность стартовых установок (при соответствующем изменении начальных координат программы наведения и т. д.).

К недостаткам автономного радиопередачи следует отнести: невозможность наведения летательных аппаратов на цели, траектории движения которых заранее не известны; ограниченность применения автономного управления к тем летательным аппаратам, высоты полета которых над опорной поверхностью довольно велики (см. далее); усложнение бортовой аппаратуры.

Наряду с автономным различают также полупередачу радиопередачи, при котором системы обладают только информационной автономностью, но не имеют приборной автономности. Можно привести следующие примеры таких систем:

а) система, в которой радиосигналы от рассеивающей поверхности получаются за счет облучения («подсвета») поверхности радиопередающим устройством, размещенным вне летательного аппарата;

б) система, в которой радиосигнал, поступающий на бортовые радиоустройства, формируется с помощью искусственных радиоориентиров (радиомаяков), размещаемых на поверхности Земли, Луны или других космических тел.

Полуавтономное радиоуправление по сравнению с автономным характеризуется более ограниченными возможностями движения летательного аппарата, что определяется фиксированным размещением «подсвечивающих» передающих устройств и радиомаяков (радионавигационных точек). Однако полуавтономное управление, особенно по радиомаякам, может обеспечить лучшие энергетические соотношения в бортовых радиоустройствах и, следовательно, большую дальность и точность управления.

§ 7.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ АВТОНОМНОГО РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Принципы построения бортовых радиоизмерителей скорости, высоты и опорных направлений. Представление измерителей в виде радиозвеньев

Для измерения скорости применяются доплеровские радиоизмерители, высота относительно поверхности контролируется с помощью радиовысотомеров, направление местной вертикали к поверхности — с помощью радиовертикантов, направление на радиозвезды — с помощью радиоастропеленгаторов.

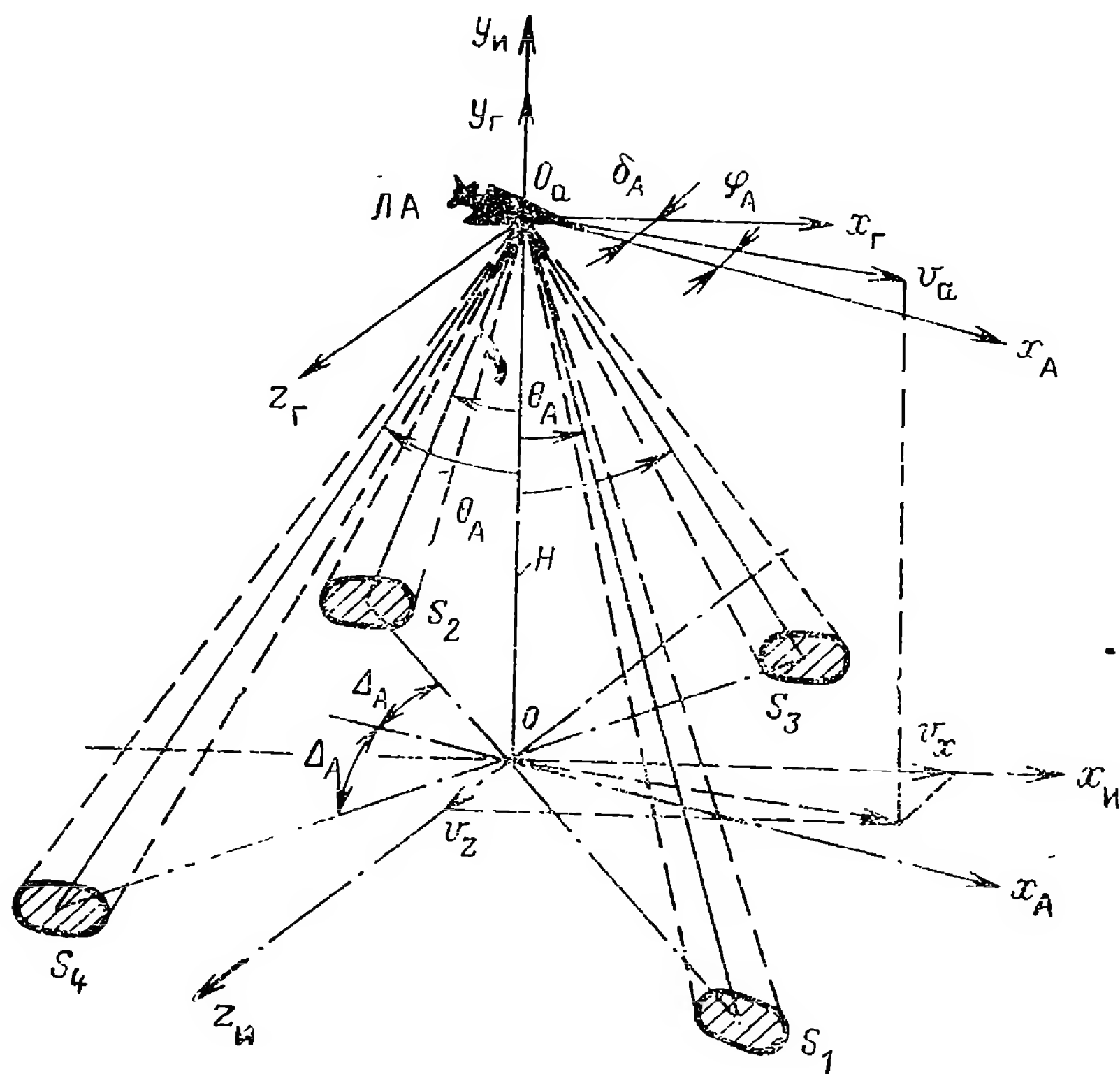


Рис. 7.2. К пояснению принципа действия многолучевых радиоизмерителей систем автономного радиоуправления.

Доплеровский измеритель скорости работает следующим образом. На летательном аппарате устанавливается радиоустройство с четырьмя приемо-передающими антеннами, имеющими остронаправленные диаграммы в виде узких лепестков (лучей), по которым происходит облучение поверхности (рис. 7.2).

Антенны могут быть укреплены либо на корпусе аппарата, либо (как примем в дальнейшем) на подвижной относительно корпуса платформе. Приемник летательного аппарата принимает радиоволны, рассеянные от участков поверхности S_1, S_2, S_3, S_4 . Из-за эффекта Доплера частоты принятых сигналов отличаются от частоты излучаемого сигнала. Если, например, летательный аппарат движется в горизонтальной плоскости со скоростью v_a , то доплеровские сдвиги частоты, пропорциональные проекциям скорости на направления лучей, для каждого из четырех радиосигналов будут иметь следующие значения:

$$F_{д1} = \frac{2f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A + \varphi_A), \quad (7.2.1a)$$

$$F_{д2} = -\frac{2f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A + \varphi_A), \quad (7.2.1б)$$

$$F_{д3} = \frac{2f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A - \varphi_A), \quad (7.2.1в)$$

$$F_{д4} = -\frac{2f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A - \varphi_A), \quad (7.2.1г)$$

где f_0 — частота радиосигнала, излучаемого бортовым передатчиком; c — скорость распространения радиоволн; θ_A, Δ_A — установочные углы антенной системы; φ_A — угол между осью антенной платформы x_A и вектором скорости.

Знак минус в формулах (7.2.1 б, г) объясняется тем, что частота принимаемого сигнала в антеннах 2 и 4 меньше частоты излучаемого.

Извлечение информации о скорости происходит следующим образом.

Выделяются разностные частоты сигналов, принимаемых 1-й и 2-й, а также 3-й и 4-й антеннами. Это соответствует получению двух сигналов с частотами

$$F'_д = \frac{4f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A + \varphi_A), \quad (7.2.2)$$

$$F''_д = \frac{4f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos (\Delta_A - \varphi_A). \quad (7.2.3)$$

В результате сравнения частот этих сигналов формируется сигнал ошибки, величина которого пропорциональна разности частот $F'_д - F''_д$. Этот сигнал используется для управления силовым приводом, поворачивающим антенную платформу до тех пор, пока выполнится равенство $F'_д = F''_д = F_{д0}$. Это равенство возможно только при $\varphi_A = 0$, т. е. когда ось x_A антенной платформы направлена вдоль вектора скорости \vec{v}_a . При этом

$$F_{д0} = \frac{4f_0}{c} v_a \sin \theta_A \cos \Delta_A. \quad (7.2.4)$$

В соответствии с выражением (7.2.4) при измеренном доплеровском сдвиге частоты $F_{до}$ модуль вектора скорости вычисляется по формуле

$$v_a = \frac{c}{4f_0 \sin \theta_A \cos \Delta_A} F_{до}. \quad (7.2.5)$$

На рис. 7.2. введены следующие обозначения:

$Ox_{и}y_{и}z_{и}$ — местная земная система координат, начало которой совмещено с точкой под летательным аппаратом;

$O_ax_{г}y_{г}z_{г}$ — гироскопическая (бортовая) система координат, начало которой принято совпадающим с центром антенной платформы, а оси $x_{г}$, $z_{г}$ — горизонтальными.

Построение измерительной системы координат на борту аппарата, оси которой параллельны осям $x_{и}y_{и}z_{и}$, а начало совмещено с точкой O_a , возможно с помощью радиовертиканта и компаса.

Если на борту аппарата с помощью датчика угловых перемещений измеряется угол δ_A между осью антенной платформы и осью $x_{г}$ гироскопической системы координат, то кроме модуля скорости определяются и составляющие скорости по осям $x_{г}$, $z_{г}$. Для пересчета составляющих скорости из гироскопической системы координат в измерительную, необходимо на борту аппарата располагать информацией о взаимном положении осей этих систем координат. В простейшем случае при взаимно параллельных осях гироскопической и измерительной систем координат (и угле $\varphi_A = 0$) составляющие вектора скорости в измерительной системе координат выражаются формулами

$$v_x = v_a \cos \delta_A, \quad (7.2.6)$$

$$v_z = v_a \sin \delta_A. \quad (7.2.7)$$

Принцип действия доплеровского измерителя скорости остается неизменным и в общем случае произвольного направления вектора скорости \vec{v}_a , когда могут быть измерены не только горизонтальные составляющие скорости v_x , v_z , но и вертикальная составляющая.

Принцип действия радиовысотометра заключается в определении временного запаздывания τ_3 сигнала, отраженного от поверхности, относительно зондирующего. Запаздывание равно времени прохождения радиосигнала до поверхности и обратно, и высота определяется из равенства

$$H = \frac{c}{2} \tau_3. \quad (7.2.8)$$

При импульсном излучении (импульсные радиовысотометры) измерение запаздывания τ_3 осуществляется непосредственно путем контроля промежутка времени между моментами излучения и приема импульсов.

При непрерывном излучении с частотной модуляцией (радиовысотометры с ЧМ) время запаздывания определяется по средней частоте биений между принятым и опорным сигналами. Сигнал биений выделяется после перемножения принятого радиосигнала с сигналом, поступающим от передатчика.

Средняя частота биений выражается формулой

$$F_6 = \kappa_m \frac{2\Delta f_d}{T_m} \tau_z, \quad (7.2.9)$$

где Δf_d — девиация частоты; T_m — период модуляции; κ_m — коэффициент, зависящий от закона модуляции. (В случаях модуляции по законам несимметричной линейной пилы, симметричной линейной пилы и синусоиды соответственно $\kappa_m = 1; 2; 2$.) Формула (7.2.9) справедлива при $\tau_z \ll T_m$, что обычно и выполняется.

Из (7.2.9) с учетом равенства (7.2.8) получаем формулу для определения высоты

$$H = \frac{cT_m}{\kappa_m 4\Delta f_d} F_6. \quad (7.2.10)$$

Кроме импульсного и частотного методов измерения высоты возможен и фазовый метод (фазовые радиовысотомеры). В фазовых радиовысотомерах используется та или иная модуляция излучаемого радиосигнала, осуществляемая по периодическому закону. В принятом сигнале сдвиг фазы n -й гармоники частоты модуляции F_m связан с временем запаздывания соотношением

$$\Delta\varphi_n = n2\pi F_m \tau_z, \quad (7.2.11)$$

откуда, учитывая равенство (7.2.8), определяется высота

$$H = \frac{c}{4\pi n F_m} \Delta\varphi_n. \quad (7.2.12)$$

Фазовый сдвиг $\Delta\varphi_n$ измеряется после выделения из принятого сигнала n -й гармоники частоты модуляции путем сравнения ее фазы с фазой той же гармоники опорного сигнала, поступающего от модулятора.

Радиовертиканы позволяют определять с борта летательного аппарата направление, перпендикулярное к среднему уровню поверхности, и, следовательно, контролировать угловые отклонения корпуса аппарата относительно поверхности. Чувствительность к угловым отклонениям обеспечивается таким построением антенной системы радиовертиканта, при котором осуществляется наклонное облучение поверхности, и отклонения от вертикали приводят к изменениям уровня и запаздывания принимаемых радиосигналов, отраженных поверхностью.

В случае использования четырех антенн, которые, как и в доплеровском измерителе скорости, крепятся либо на корпусе летательного аппарата, либо на подвижной относительно корпуса антенной платформе, получим четырехлучевой радиовертикант, для которого справедлив рис. 7.2. Если запаздывания принимаемых радиосигналов по всем лучам одинаковы, то равны и наклонные дальности до поверхности по каждому лучу. Значение каждой из дальностей составит

$$R = \frac{H}{\cos \theta_A}, \quad (7.2.13)$$

где H — высота полета.

В этом случае вертикальное к поверхности направление совпадает с линией O_aO (рис. 7.2) (O_aO — линия пересечения плоскостей, в которых лежат оси взаимно противоположных лучей, опирающихся на площадки S_1, S_2 и S_3, S_4). Наклон летательного аппарата, а следовательно, и антенной системы радиовертиканта приведет к изменениям дальностей в каждой паре лучей. Если, например, представить, что летательный аппарат отклонился в плоскости лучей 1-2 на небольшой угол $\Delta\theta_{12}$, то соответствующие дальности выразятся равенствами

$$R_1 = \frac{H}{\cos(\theta_A + \Delta\theta_{12})}, \quad (7.2.14)$$

$$R_2 = \frac{H}{\cos(\theta_A - \Delta\theta_{12})}. \quad (7.2.15)$$

Составив выражение для разности дальностей $R_1 - R_2$ и упростив его с учетом малости угла $\Delta\theta_{12}$ и равенства (7.2.13), угловое отклонение $\Delta\theta_{12}$ можно выразить формулой

$$\Delta\theta_{12} \approx \frac{R_1 - R_2}{2R} \operatorname{ctg} \theta_A. \quad (7.2.16)$$

Так как наклонные дальности R_1, R_2 пропорциональны соответствующим запаздываниям τ_{31}, τ_{32} , причем

$$2R \approx R_1 + R_2 = \frac{c}{2} (\tau_{31} + \tau_{32}), \quad (7.2.17)$$

то формулу (7.2.16) можно переписать в следующем виде:

$$\Delta\theta_{12} \approx \frac{\tau_{31} - \tau_{32}}{\tau_{31} + \tau_{32}} \operatorname{ctg} \theta_A. \quad (7.2.18)$$

Если же летательный аппарат отклонился и в плоскости лучей 3-4 на угол $\Delta\theta_{34}$, то это отклонение выразится формулой

$$\Delta\theta_{34} \approx \frac{\tau_{33} - \tau_{34}}{\tau_{33} + \tau_{34}} \operatorname{ctg} \theta_A. \quad (7.2.19)$$

Таким образом, работа рассматриваемого радиовертиканта заключается в измерении разности и суммы запаздываний радиосигналов по двум парам лучей и вычислении угловых отклонений по формулам (7.2.18), (7.2.19).

Измерение наклонных дальностей (как и высоты) может осуществляться импульсным, частотным и фазовым методами.

Полученные с помощью радиовертиканта приборные аналоги угловых отклонений могут быть введены в бортовое вычислительное устройство летательного аппарата для правильной ориентации его корпуса относительно поверхности. Если антенны укреплены на сланищей платформе, эти сигналы вводятся в каналы управления угловым положением платформы с тем, чтобы одна из осей платформы стабилизировалась вертикально к среднему уровню поверхности по направлению оси $O_a y_{\Pi}$ измерительной системы координат.

Кроме рассмотренного многолучевого радиовертиканта возможны и другие виды радиовертикантов, как например, однолучевой с отклоненным от вертикали периодически сканирующим лучом [55]. При отклонении оси сканирования от вертикали возникает периодическая модуляция уровня и времени запаздывания отраженного сигнала. В результате детектирования из принимаемого сигнала выделяется сигнал ошибки на частоте сканирования. Этот сигнал поступает на два фазовых детектора. На детекторы подаются также опорные напряжения на частоте сканирования, взаимно сдвинутые на 90° . На выходах получают сигналы, пропорциональные угловым отклонениям оси сканирования от вертикали в двух взаимноперпендикулярных плоскостях. Эти сигналы используются для устранения начального отклонения оси сканирования от вертикали.

Радиоастропеленгатор является датчиком опорных направлений на естественные источники космического радиоизлучения. Радиоастропеленгаторы могут строиться с использованием тех

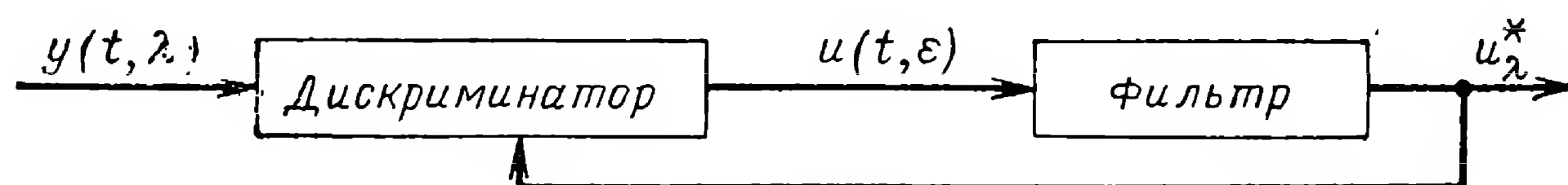


Рис. 7.3. Обобщенная функциональная схема следящих радиоизмерителей.

же принципов, например принципа сканирующей диаграммы направленности антенны [32], которые были рассмотрены в гл. 6 применительно к радиотехническим головкам самонаведения. Специфика заключается в том, что радиоастропеленгаторы должны работать по шумовым радиосигналам с широким спектром. Диапазон частот и уровень радиосигнала здесь определяются выбором источника излучения, причем обычно уровень мощности принимаемого радиосигнала весьма мал. Например, радиоастропеленгатор на волне $3,2\text{ см}$ для определения направления на радиозвезду Кассиопею, должен работать по сигналу, определяемому плотностью потока излучения этой звезды в диапазоне 3 см равной $5,9 \cdot 10^{-24}\text{ вт/м}^2\text{ гц}$. Использование более мощных источников радиоизлучения, например Солнца (поток излучения на волне 3 см около $3 \cdot 10^{-20}\text{ вт/м}^2\text{ гц}$), позволяет применить менее чувствительные радиопеленгаторы. Однако угловая точность пеленгации в этом случае будет меньшей из-за ошибки, определяемой большим угловым размером этого радиоориентира.

Рассмотренные радиоизмерители скорости, высоты и опорных направлений обычно выполняются как замкнутые следящие системы; наряду с этим возможно их построение и в виде разомкнутых систем.

Для широкого класса следящих радиоизмерителей, в том числе и для следящих радиовизиров (гл. 1), справедлива обобщенная функциональная схема, приведенная на рис. 7.3. Разделение измерителя на дискриминатор и фильтр отображает общие операции измерителя над сигналом (и помехой), в результате которых извлекается информация об измеряемых параметрах.

На вход дискриминатора поступает смесь $y(t, \lambda)$ сигнала, несущего полезную информацию, и помехи, представляющей собой искажения сигнала, внутренние шумы радиозмерителя или внешние радиопомехи. Здесь под λ понимается тот или иной параметр радиосигнала: доплеровский сдвиг частоты — при измерении скорости, временное запаздывание — при измерении высоты, временные запаздывания или коэффициент глубины модуляции — при определении опорных направлений.

На выходе дискриминатора напряжение $u(t, \epsilon)$ может быть представлено в виде суммы средней и флюктуационной составляющих. Среднее значение u_ϵ (сигнал рассогласования) связано с разностью $\epsilon = \lambda - \lambda^*$ между истинной величиной параметра и его оценочной величиной. Параметры радиосигнала однозначно связаны, например, по формулам (7.2.5), (7.2.8) и (7.2.18) с измеряемыми параметрами — скоростью, высотой, отклонением от опорного направления.

Таким образом, под дискриминатором понимается та часть радиозмерителя, которая позволяет получить сигнал рассогласования по измеряемому параметру. В случае радиовысотомера эта часть измерителя будет временным дискриминатором (импульсный радиовысотомер), частотным дискриминатором (радиовысотомер с ЧМ), либо фазометром (фазовый радиовысотомер). В доплеровских измерителях скорости, в радиодатчиках опорных направлений также могут быть выделены соответствующие дискриминаторы. В случае радиодатчиков опорных направлений свойства дискриминаторов будут определяться не только схемами, но и построением антенных систем и формой диаграмм направленности антенн.

По отношению к изменениям средней составляющей u_ϵ (или к рассогласованию ϵ) дискриминатор является безынерционным. При малых рассогласованиях дискриминатор является также линейным. В этом случае $u_\epsilon = k_d \epsilon$, где k_d — коэффициент передачи дискриминатора, который равен крутизне характеристики дискриминатора $u_\epsilon(\epsilon)$ в точке нулевого рассогласования. При малых рассогласованиях флюктуации напряжения на выходе дискриминатора могут считаться стационарными со спектральной плотностью S_0 , равной спектральной плотности флюктуаций в области нулевой частоты. При больших рассогласованиях проявляется нелинейность дискриминатора и нестационарность флюктуаций; с увеличением рассогласования крутизна характеристики в рабочей точке падает, а флюктуации возрастают, в результате чего работа измерителя ухудшается вплоть до потери сигнала и «размыкания» тракта измерителя. Подобное явление называют срывом слежения.

Выходное напряжение дискриминатора поступает на сглаживающие цепи (фильтр), где по возможности без искажений должна быть выделена полезная составляющая u_ϵ . Так как спектры полезной составляющей и паразитных флюктуаций взаимно перекрываются, то невозможно избежать ошибок: динамических — из-за частичного сглаживания в фильтре полезной составляющей и флюктуационных — из-за частичного прохождения флюктуаций на выход фильтра.

Сглаживающий фильтр не всегда представляет собой электрическую схему. В тех случаях, когда следящая система радиоизмерителя уменьшает сигнал рассогласования путем поворотов антенны (например, в радиодатчиках опорных направлений), в качестве сглаживающего фильтра выступает контур следящего привода антенной системы.

На выходе радиоизмерителя напряжение u_{λ}^* соответствует оценке параметра радиосигнала λ^* . Эта оценка, как отмечалось, однозначно связана с оценкой γ^* измеряемого параметра.

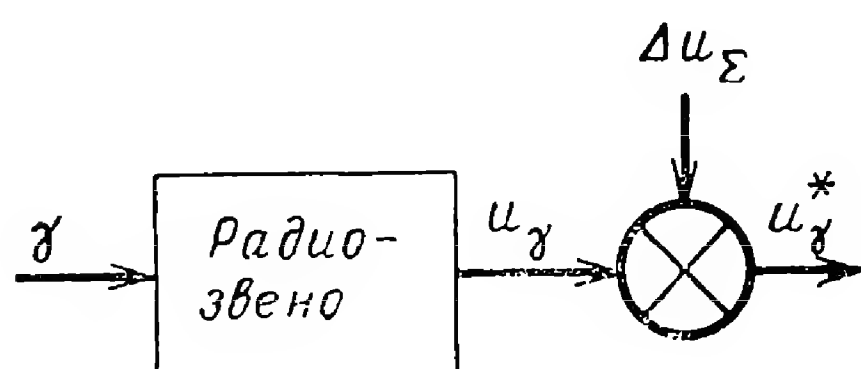


Рис. 7.4. Представление следящего измерителя в виде радиозвена.

Допплеровские измерители скорости, радиовысотомеры, радиовертиканты и радиоастропеленгаторы в контурах систем автономного радиоуправления отображаются измерительными радиозвеньями (рис. 7.4). Входом такого радиозвена является измеряемый параметр γ , выходом — напряжение $u_{\gamma}^* = u_{\gamma} + \Delta u_{\Sigma}$, где u_{γ} — напряжение, со-

ответствующее истинному значению измеряемого параметра, Δu_{Σ} — напряжение, отображающее наличие на выходе радиозвена различных ошибок. При малых ошибках (и рассогласованиях) радиозвено по отношению к измеряемому параметру полагается линейным. Передаточные свойства радиозвена определяются коэффициентом передачи дискриминатора и передаточной функцией фильтра.

2. Принципы построения совмещенных и комплексированных измерительных средств

В системах автономного радиоуправления часто оказывается необходимым обеспечить совместный контроль различных параметров движения летательного аппарата (например, вектора скорости и высоты или вектора скорости, высоты и положения корпуса относительно опорного направления). Такой контроль возможно осуществить как с помощью отдельных радиоизмерительных устройств, каждое из которых измеряет один параметр (скорость, высоту, опорное направление), так и с помощью совмещенных измерительных радиосистем, одновременно измеряющих два или три параметра. Использование совмещенных радиотехнических систем выгодно с точки зрения уменьшения веса и габаритов бортовой аппаратуры.

Примером возможного варианта совмещенной системы измерения скорости, вертикали и высоты является многолучевая радиотехническая система, типа изображенной на рис. 7.2, в которой могут быть совмещены доплеровский измеритель скорости, радиовертикант и радиовысотомер. Информация о высоте может быть получена в процессе работы радиовертиканта, на основе формул (7.2.13), (7.2.17).

В работе [62] описан совмещенный трехлучевой измеритель для определения трех составляющих скорости и высоты, использующий непрерывное излучение с частотной модуляцией.

Радиотехнические измерители систем автономного радиуправления используются также в комплексе с нерадиотехническими измерителями.

На космических аппаратах часто осуществляется комплексное использование радиотехнических и оптических средств. С помощью оптических датчиков опорных направлений на Солнце, Луну, Землю или звезды строится базовая система координат. Относительно этой системы координат выполняются ориентация и стабилизация аппарата, необходимые, например, для правильной работы измерительных радиосредств системы автономного радиуправления или при включении двигателя для осуществления коррекции траектории (см. гл. 2).

На атмосферных летательных аппаратах датчиком опорных направлений во многих случаях является стабилизированная с помощью гироскопов платформа. При размещении на такой платформе антенн доплеровского измерителя скорости осуществляется измерение составляющих вектора скорости аппарата в гироскопической системе координат.

Другим примером комплексирования может служить инерциально-доплеровская автономная система [54, 58].

Рассмотрим подробнее принципы построения инерциально-доплеровской автономной системы. Принцип действия инерциальной системы, использующей закон инерции, состоит в измерении ускорений летательного аппарата и преобразовании измеренных ускорений в скорость или пройденное расстояние путем интегрирования. В инерциально-доплеровской системе основной является инерциальная система, а доплеровский измеритель используется для коррекции ошибок инерциальной системы; может быть использован и принцип взаимной коррекции ошибок инерциальной системы и доплеровского измерителя. Повышение точности и надежности комплексированных систем оказывается возможным вследствие различного характера ошибок каждого из входящих в них измерителей.

На рис. 7.5, а, б приведены функциональные схемы инерциально-доплеровских систем измерения скорости. Доплеровский измеритель контролирует скорость летательного аппарата v относительно поверхности. Выходная величина доплеровского измерителя — напряжение u_{vd}^* , суммарная ошибка доплеровского измерителя отображена напряжением $\Delta u_{\Sigma d}$.

Примем, что полет горизонтален. Входной величиной инерциальной системы является горизонтальное ускорение летательного аппарата w , которое измеряется акселерометрами. Устройство акселерометра было показано на рис. 1.31. Акселерометры не должны реагировать на ускорение силы тяжести, поэтому при измерении двух составляющих горизонтальной скорости два акселерометра должны быть укреплены на горизонтально стабилизированной с помощью гироскопов платформе, чтобы их оси были расположены в горизонтальной плоскости. Измеренные ускорения (выходные напряжения акселерометров) интегрируются, в результате чего на выходе инерциальной системы получается напряжение u_v^* — аналог измеренной скоро-

сти в инерциальном пространстве (при двукратном интегрировании получается пройденное за время интегрирования расстояние).

В процессе длительного полета над поверхностью планеты угловое положение гиростабилизированной платформы необходимо изменять пропорционально пройденному расстоянию так, чтобы направление силы тяжести оставалось перпендикулярным к платформе. В противном случае акселерометры будут работать с ошибкой из-за действия силы тяжести. Эта и другие ошибки инерциальной системы отображены на рис. 7.5, а, б напряжением Δu_{Σ} . Такое управление платформой осуществляется путем использования выходного сигнала u_v^* инерциальной системы, который преобразуется в счетно-решающем приборе СРП1 и поступает на гироскопы.

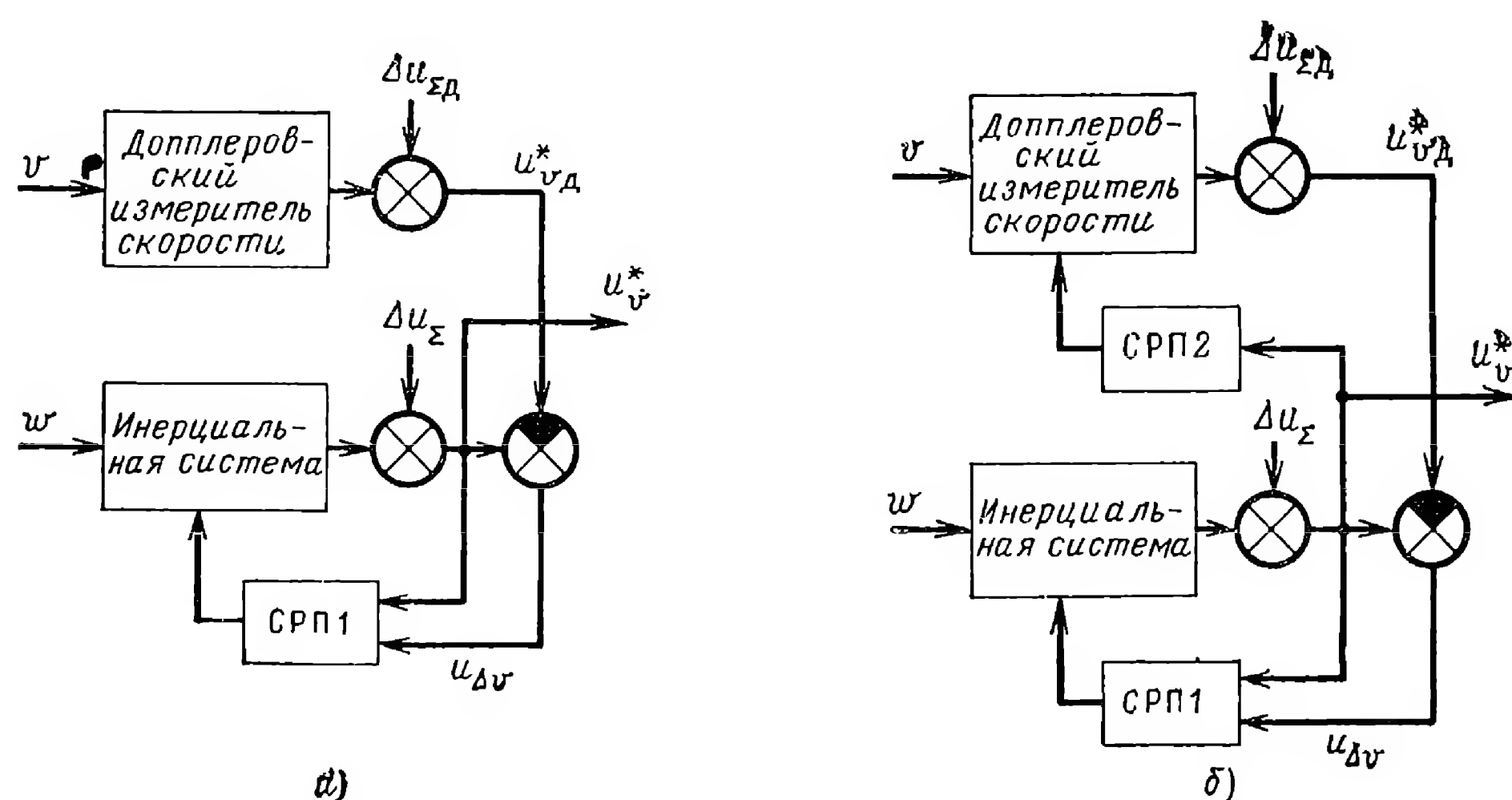


Рис. 7.5. Функциональные схемы инерциально-доплеровских систем измерения скорости с простой (а) и взаимной (б) коррекциями.

Сравнение выходных величин инерциальной системы и доплеровского измерителя позволяет в комплексированной системе с простой коррекцией (рис. 7.5, а) получить дополнительный сигнал $u_{\Delta v}$, который корректирует инерциальную систему (через СРП1). В системе с взаимной коррекцией (рис. 7.5, б) доплеровский измеритель корректирует инерциальную систему (сигнал $u_{\Delta v}$, СРП1), а инерциальная система корректирует доплеровский измеритель (связь через СРП2).

Анализ ошибок инерциально-доплеровских систем [58] показывает, что динамические ошибки доплеровского измерителя в системе с простой коррекцией проходят на выход комплексированной системы; в системе с взаимной коррекцией вследствие двойной связи измерителей динамические ошибки устраняются. Отсутствие динамической ошибки повышает надежность нормальной работы доплеровского измерителя скорости, поскольку при этом в доплеровском измерителе снижается вероятность срыва слежения. Что же касается флюктуационных ошибок доплеровского измерителя, то они сглаживаются инерциальной системой и на точность комплексированной системы практически не влияют. В итоге существенно повышается как точность, так и надежность комплексированного измерителя. Ошибки

инерциально-доплеровской системы определяются главным образом величинами скорости «ухода» гироскопов, остаточной погрешностью угловой стабилизации гироплатформы, а также остаточными ошибками смещения доплеровского измерителя скорости (см. п. 3).

3. Ошибки бортовых радиоизмерителей, работающих по радиосигналам от протяженных рассеивающих поверхностей

Для пояснения причин возникновения ошибок при использовании таких измерителей рассмотрим структуру рассеянного поверхностью радиосигнала, принимаемого на летательном аппарате. Примем для простоты, что бортовым радиопередатчиком излучается немодулированное колебание

$$e_{\text{изл}}(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \psi_0). \quad (7.2.20)$$

Представим облучаемую область поверхности суммой N элементарных рассеивающих участков, а принятый сигнал — суммой элементарных (парциальных) сигналов от каждого участка:

$$e_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N E_k(t) \cos[(\omega_0 + 2\pi F_{\text{дк}})t + \psi_k], \quad (7.2.21)$$

где $F_{\text{дк}}$ — доплеровский сдвиг частоты k -го сигнала; E_k — огибающая k -го сигнала; ψ_k — случайная начальная фаза k -го сигнала.

Если принять, что начальные фазы ψ_k взаимно независимы, то полученная при этом структура рассеянного сигнала соответствует модели независимых случайных отражателей [56].

Неодинаковость доплеровских сдвигов частоты $F_{\text{дк}}$ обусловлена различием в величине проекций вектора скорости летательного аппарата на направления от точки излучения на различные участки поверхности. Поэтому принятый на летательном аппарате рассеянный поверхностью радиосигнал имеет в определенной области частот сплошной частотный спектр.

Огибающие парциальных сигналов $E_k(t)$ изменяются во времени по случайному закону. Это является следствием случайных изменений как расстояний до рассеивающих участков в процессе движения летательного аппарата и направлений на эти участки, так и отражающих свойств поверхности. Средние значения огибающих E_k рассчитываются через рассеянную (отраженную) мощность по основной формуле радиолокации, если ввести эффективную площадь каждого k -го участка поверхности.

Облучаемая область поверхности характеризуется эффективной площадью рассеяния $\sigma_{\text{эфф}}$ всех ее участков, а ее рассеивающие свойства — удельной эффективной площадью рассеяния поверхности

$$\sigma_0 = \frac{\sigma_{\text{эфф}}}{S}, \quad (7.2.22)$$

где S — величина облучаемой площади поверхности.

Удельная эффективная площадь рассеяния σ_0 зависит от угла θ , под которым происходит падение облучающей радиоволны относительно вертикали к поверхности, и от рода поверхности (море, пашня, лес, луг). Примеры зависимостей $\sigma_0(\theta)$ даны на рис. 7.6 [57]. Зависимость σ_0 от угла θ определяется формулой

$$\sigma_0(\theta) = \kappa_0 p(\theta) \cos \theta, \quad (7.2.23)$$

где $\kappa_0 p(\theta)$ — коэффициент обратного рассеяния, представляющий собой отношение плотности мощности, рассеянной поверхностью в направлении источника излучения, к той плотности мощности, которая была бы при равномерном рассеянии радиоволн во всех направлениях. Сомножитель $\cos \theta$ учитывает изменение «веса» величин площадей участков поверхности, облучаемых под разными углами. При малых углах θ ($0 \leq \theta < 45^\circ$) $\cos \theta \approx 1$ и $\sigma_0(\theta) \approx \kappa_0 p(\theta)$. Функ-

цию $\sigma_0(\theta)$ называют диаграммой обратного рассеяния поверхности. Ширина диаграммы обратного рассеяния связана со степенью шероховатости отражающей поверхности. Чем более шероховата поверхность, тем шире диаграмма обратного рассеяния; относительно гладкие поверхности обладают узкими диаграммами обратного рассеяния. Эту закономерность можно видеть из кривых рис. 7.6.

Экспериментальные исследования показывают, что в сантиметровом диапазоне радиоволн уменьшение в два раза (на 3 дБ) коэффициента обратного рассеяния происходит при отклонениях от вертикального направления примерно на $20\text{--}25^\circ$ над поверхностью леса; на $10\text{--}12^\circ$ над поверхностью взволнованного моря, пашни, пустыни; на $5\text{--}10^\circ$ над поверхностью луга или относительно спокойного моря [56, 57]. Следовательно, этим поверхностям можно приписать ширину диаграмм обратного рассеяния порядка 45, 22 и 15° .

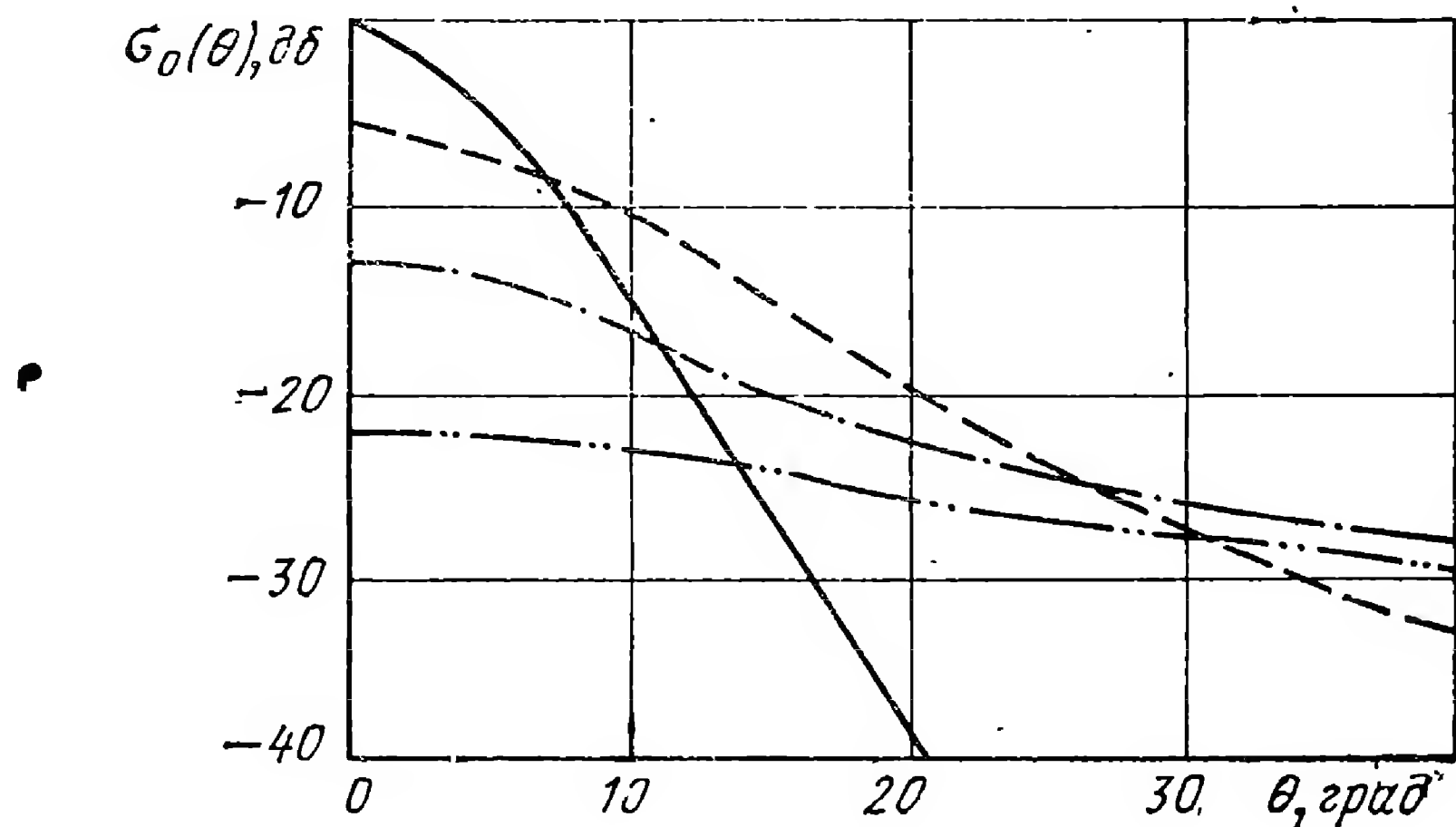


Рис. 7.6. Зависимость удельной эффективной площади рассеяния различных поверхностей от угла падения радиоволн (в сантиметровом диапазоне радиоволн).
 — море, волнение 1—2 балла; — — море, волнение 3—4 балла; — · — луг;
 — · · — лес.

Более строгий анализ структуры принимаемого радиосигнала, а также экспериментальные исследования показывают, что в общем случае радиосигнал состоит из двух составляющих: рассеянной (некогерентной) и зеркальной (когерентной с зондирующим сигналом) [57]. Соотношение мощностей рассеянной и зеркальной составляющих зависит от высоты случайных шероховатостей и их горизонтальных размеров (по сравнению с длиной падающей волны). В сантиметровом и дециметровом диапазонах радиоволн при отражениях от земных поверхностей (исключая поверхности спокойного моря) радиосигнал практически содержит лишь рассеянную составляющую.

Реальные рассеивающие поверхности суши и моря могут быть представлены в виде суммы крупно- и мелкоструктурных слагаемых (рельеф суши и растительность, крупное волнение моря и мелкие волны и т. п.). Поэтому диаграммы обратного рассеяния могут представляться суммой двух составляющих: относительно узкого «пика» при малых углах падения ($\theta \leq 45^\circ$) и широкого «пьедестала» при больших углах ($45^\circ \leq \theta < 90^\circ$).

Рассмотрим теперь структуру рассеянного радиосигнала при непрерывном немодулированном излучении, соответствующего одному из лучей доплеровского измерителя скорости. Ограничимся случаем, когда вектор скорости летательного аппарата и ось луча (ось диаграммы направленности приемо-передающей антенны) находятся в одной вертикальной плоскости (рис. 7.7). Ось луча направлена под углом θ_A относительно вертикали, ширина луча $\Delta\theta_d$. На рис. 7.7. для удобства диаграмма направленности антенны изображена в полярной системе координат, а диаграмма обратного рассеяния поверхности $\sigma_0(\theta)$ (подобно рис. 7.6) — в декартовой системе координат.

Как было отмечено выше, доплеровские сдвиги частоты парциальных сигналов различны. Например, доплеровские сдвиги частоты $F_{д1}$ и $F_{д2}$ от участков 1, 2 (рис. 7.7) будут выражаться формулами

$$F_{д1} = \frac{2f_0}{c} v_a \sin \left(\theta_A - \frac{\Delta\theta_{\text{л}}}{2} \right), \quad (7.2.24a)$$

$$F_{д2} = \frac{2f_0}{c} v_a \sin \left(\theta_A + \frac{\Delta\theta_{\text{л}}}{2} \right), \quad (7.2.24б)$$

причем $F_{д2} > F_{д1}$. Определяя приближенно ширину спектра доплеровских частот как $\Delta F_{\text{д}} = F_{д2} - F_{д1}$, получаем

$$\Delta F_{\text{д}} \approx F_{\text{до}} \operatorname{ctg} \theta_A \Delta\theta_{\text{л}}, \quad (7.2.25)$$

где

$$F_{\text{до}} = \frac{2f_0}{c} v_a \sin \theta_A. \quad (7.2.26)$$

Установим с помощью построений, показанных на рис. 7.7, распределение рассеянной мощности между парциальными сигналами на различных частотах. Рассеивающие свойства участков поверхности 1, 0, 2, облучаемых под разными

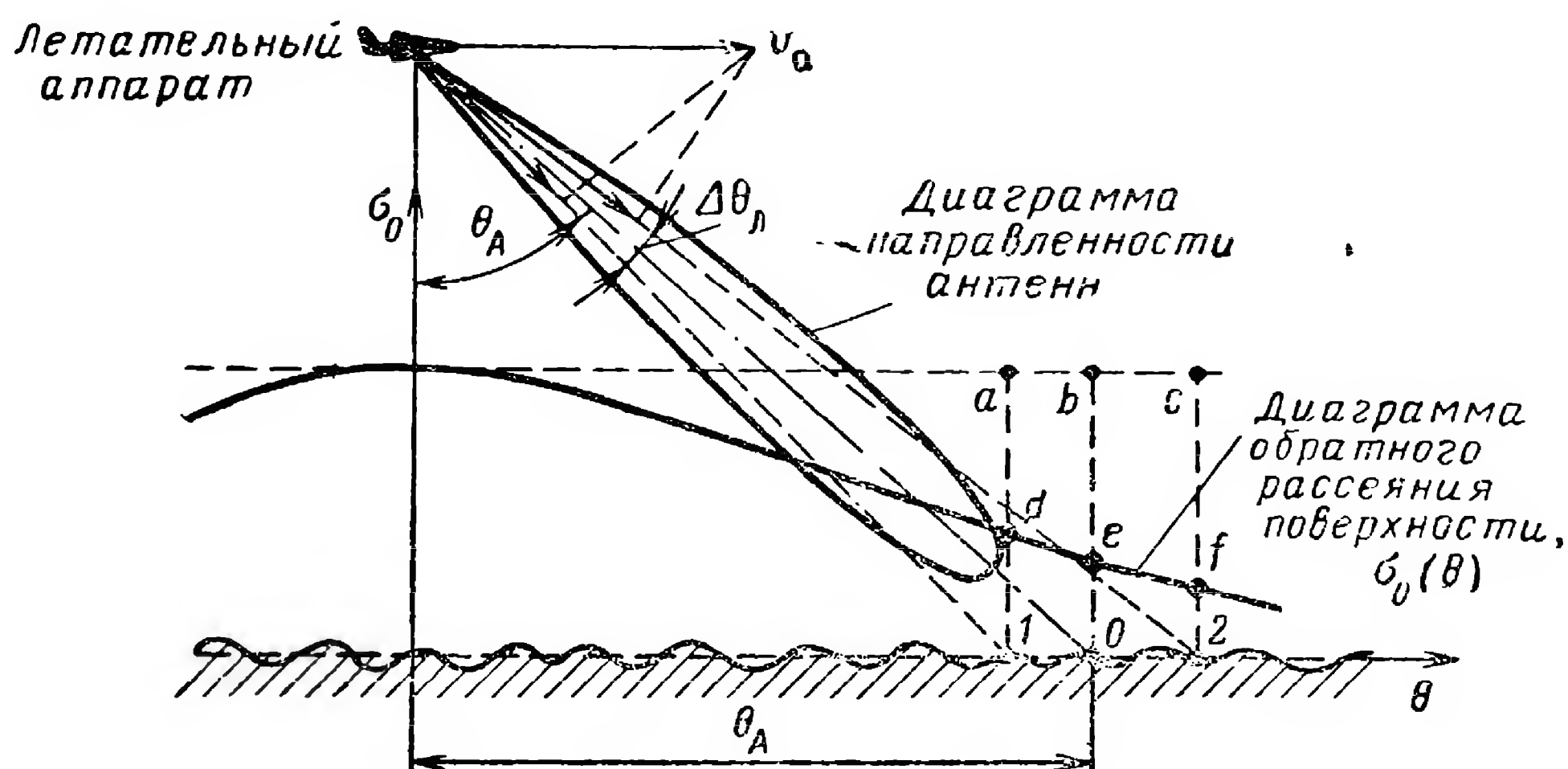


Рис. 7.7. К пояснению структуры рассеянного поверхностью радиосигнала, используемого в доплеровском измерителе скорости.

углами падения радиоволн, различны (уровни d , e , f). Следовательно, зависимость рассеянной мощности от угла падения определяет асимметрию энергетического спектра принимаемого радиосигнала.

На рис. 7.8 приведены энергетические спектры излучаемого (a) и принимаемого ($б$) радиосигналов. Несимметричный спектр, построенный с учетом формы диаграммы направленности антенны и диаграммы обратного рассеяния (уровни d , e , f) заштрихован. Пунктиром показан симметричный спектр, построенный без учета диаграммы обратного рассеяния по уровням a , b , c . Форма симметричного спектра, если пренебречь разницей в расстояниях до различных участков поверхности, определяется лишь формой диаграммы направленности антенны.

Допплеровский сдвиг частоты радиосигнала, соответствующий направлению оси луча, определяется формулой (7.2.26). Этот сдвиг частоты несет информацию об измеряемой скорости v_a . Величина $F_{\text{до}}$ может быть измерена, например, по положению «центра тяжести» спектра. Однако при асимметрии спектра измеренное таким образом значение частоты $F'_{\text{до}}$, соответствующее центру тяжести несимметричного спектра (рис. 7.8), будет смещено относительно значения $F_{\text{до}}$ на величину $\Delta F_{\text{см}}$. Эта величина представляет собой ошибку смещения. Ошибка смещения по частоте определит ошибку смещения в измерении скорости.

Относительная ошибка $\Delta\theta_{\text{см}}$ определяется как

$$\frac{\Delta v_{\text{см}}}{v_a} = \frac{\Delta F_{\text{см}}}{F_{\text{до}}} = \frac{F'_{\text{до}} - F_{\text{до}}}{F_{\text{до}}} \approx \text{ctg } \theta_A \Delta\theta_{\text{см}}, \quad (7.2.27)$$

где $\Delta\theta_{\text{см}} = \theta_{\text{см}} - \theta_A$ — угловое смещение максимума произведения диаграммы направленности антенны измерителя и диаграммы обратного рассеяния поверхности, соответствующего углу $\theta_{\text{см}}$, относительно направления оси луча θ_A .

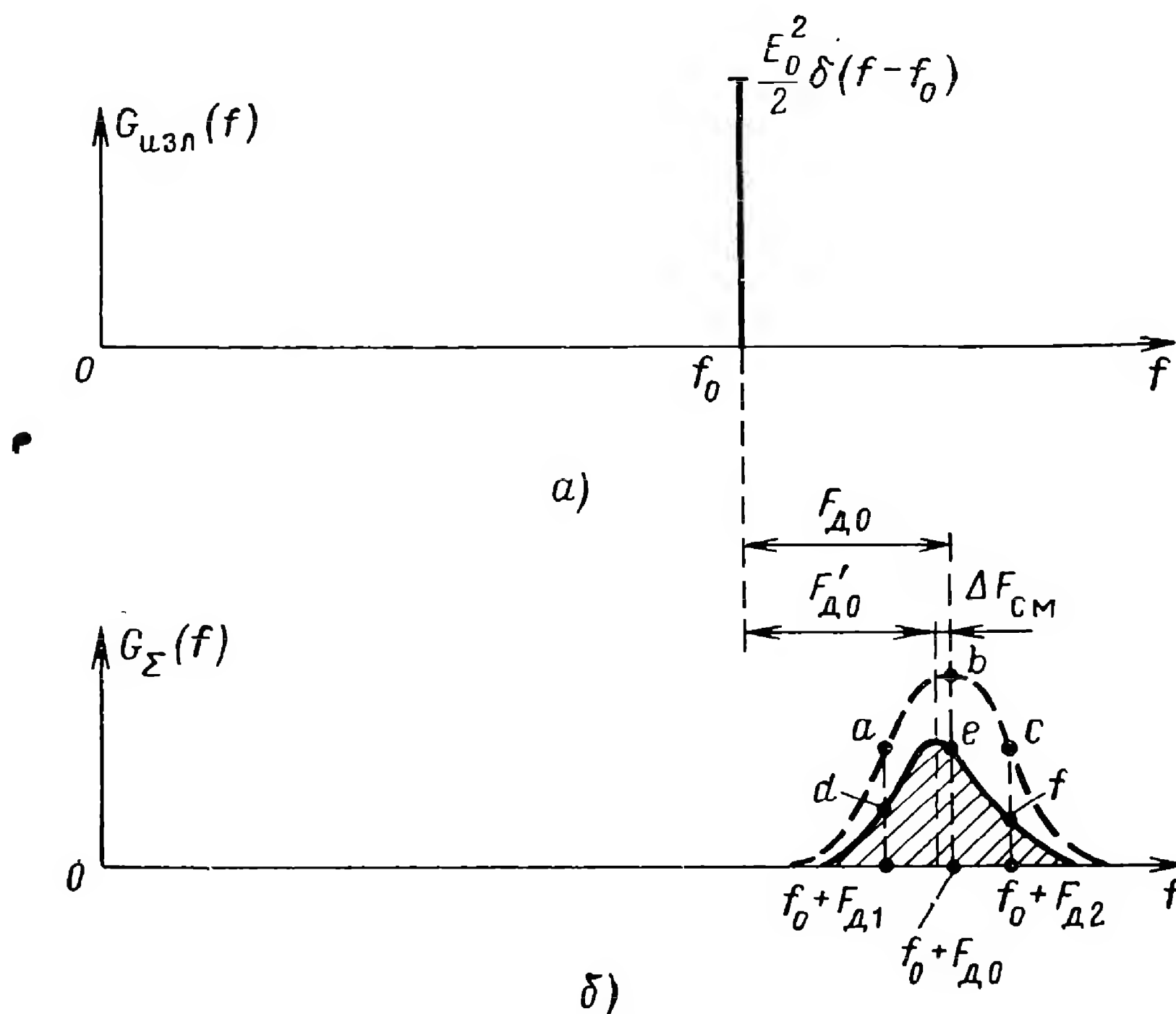


Рис. 7.8. Энергетические спектры излучаемого и принимаемого радиосигналов доплеровского измерителя скорости с непрерывным немодулированным излучением.

Аппроксимировав диаграмму направленности антенны гауссовой кривой, а диаграмму обратного рассеяния вблизи угла θ_A — линейной функцией (это справедливо вследствие узости диаграмм направленности антенн доплеровского измерителя) и решив уравнение

$$\frac{d}{d\theta} \left\{ e^{-\pi \left(\frac{\theta - \theta_A}{\Delta\theta_{\text{л}}} \right)^2} [\sigma_0(\theta_A) - \kappa_0(\theta - \theta_A)] \right\} = 0.$$

Находим положение максимума $\theta_{\text{см}}$. Далее определяем

$$\Delta\theta_{\text{см}} = \theta_{\text{см}} - \theta_A \approx \frac{\kappa_0}{2\pi\sigma_0(\theta_A)} \Delta\theta_{\text{л}}^2, \quad (7.2.28)$$

где $\sigma_0(\theta_A)$ — удельная эффективная площадь рассеяния поверхности при $\theta = \theta_A$; κ_0 — угловой коэффициент наклона функции $\sigma_0(\theta)$ в точке $\theta = \theta_A$ ($\kappa_0 = \frac{d\sigma_0(\theta)}{d\theta}$ при $\theta = \theta_A$); $\Delta\theta_{\text{л}}$ — эффективная ширина луча.

Подставив (7.2.28) в (7.2.27), получим

$$\frac{\Delta v_{см}}{v_a} \approx \frac{\kappa_0}{2\pi\sigma_v(\theta_A)} \operatorname{ctg} \theta_A \Delta\theta_{л}^2. \quad (7.2.29)$$

Если, например, $\theta_A = 32^\circ$, полет над морем с волнением 3—4 балла, т. е. $\sigma_0(\theta_A) \approx -28$ дБ, $\kappa_0 \approx -(-0,8)$ дБ/град (рис. 7.6), $\Delta\theta_{л} = 0,088$ рад (5°), то по формуле (7.2.29) получаем: $\frac{\Delta v_{см}}{v_a} \approx -0,3\%$.

Из соотношений (7.2.27), (7.2.28) видно, что относительная ошибка смещения зависит как от параметров измерителя (и может быть уменьшена их правильным выбором), так и от рода поверхности, над которой происходит полет. Так как средние статистические характеристики поверхности, учитываемые диаграммой обратного рассеяния, не зависят от времени, то при постоянных параметрах измерителя и полете над однородной поверхностью ошибка смещения может считаться неизменной. Это позволяет в определенной степени компенсировать ошибки смещения путем калибровки измерителя под средний ожидаемый род поверхности (сушу, море).

Другой причиной ошибок измерения является флюктуационный характер рассеянного сигнала. Действительно, частота $F'_{д0}$ определяется в измерительной схеме путем обработки случайного процесса. При этом неизбежны ф л ю к т у а - ц и о н н ы е о ш и б к и в оценках этой частоты, а следовательно, и измеряемой скорости.

Приближенную оценку флюктуационной ошибки доплеровского измерителя скорости получают следующим образом. Следуя работе [106], примем, что распределение флюктуаций частоты является нормальным со средней величиной $F_{д0}$, среднеквадратическим отклонением σ_F и интервалом корреляции τ_F , причем ориентировочно

$$\sigma_F \approx \frac{\Delta F_{д}}{2}, \quad \tau_F \approx \frac{2}{\Delta F_{д}},$$

где $\Delta F_{д}$ — ширина спектра доплеровских частот, оцениваемая формулой (7.2.25).

Примем также, что флюктуации частоты сглаживаются в измерителе с эквивалентной полосой пропускания $\Delta F_{\vartheta} = 1/N\tau_F$, где $N\tau_F$ — время сглаживания, принимаемое состоящим из N интервалов τ_F . В результате сглаживания среднеквадратическое отклонение частоты оценивается по формуле

$$\sigma_{фл} = \frac{\sigma_F}{\sqrt{N}} \approx \sqrt{\frac{\Delta F_{д} \Delta F_{\vartheta}}{2}}. \quad (7.2.30)$$

Среднеквадратическая относительная флюктуационная ошибка измерения скорости с учетом формул (7.2.25), (7.2.30) составит величину

$$\frac{\sigma_{v \text{ фл}}}{v_a} = \frac{\sigma_{фл}}{F_{д0}} \approx \sqrt{\frac{\operatorname{ctg} \theta_A \Delta\theta_{л} \Delta F_{\vartheta}}{2F_{д0}}}. \quad (7.2.31)$$

Если, например, $\theta_A = 32^\circ$, $\Delta\theta_{л} = 0,088$ рад, $\Delta F_{\vartheta} = 1$ гц, $F_{д0} = 20$ кгц, то формула (7.2.31) дает: $\frac{\sigma_{v \text{ фл}}}{v_a} \approx 0,6\%$.

Используем соотношение (7.2.31) для ориентировочной оценки эквивалентной спектральной плотности флюктуаций на входе доплеровского измерителя скорости. Запишем:

$$\sigma_{v \text{ фл}}^2 = 2S_{\text{экв} v} \Delta F_{\vartheta}, \quad (7.2.32)$$

где $S_{\text{экв} v}$ — эквивалентная (с размерностью квадрата измеряемого параметра на герц) спектральная плотность флюктуаций в области нулевой частоты; ΔF_{ϑ} — эквивалентная полоса пропускания измерителя.

Из соотношений (7.2.32), (7.2.31) следует

$$S_{\text{экр}} v \approx \frac{v_a^2 \operatorname{ctg} \theta_A \Delta \theta_{\text{л}}}{4F_{\text{до}}}. \quad (7.2.33)$$

Приняв, например, $v_a = 600$ м/сек, $\theta_A = 32^\circ$, $\Delta \theta_{\text{л}} = 0,088$ рад, $F_{\text{до}} = 20$ кгц, получим: $S_{\text{экр}} v \approx 0,63$ м²/сек² гц.

Мы рассмотрели структуру радиосигнала и причины возникновения ошибок смещения и флюктуационных ошибок для упрощенного случая: немодулированное излучение, однолучевой измеритель, горизонтальный невозмущенный полет, однородная рассеивающая поверхность. При более строгом подходе анали

зис рассеянного радиосигнала и ошибок измерителей оказывается сложнее. Например, в многолучевых системах на точность будут влиять и такие факторы, как степень несимметричности отклонения лучей от вертикали, степень различия свойств участков поверхности под каждым лучом. К рассмотренным ошибкам добавляются также ошибки из-за внутренних шумов, внешних помех, динамические ошибки и инструментальные погрешности.

Ошибки смещения и флюктуационные ошибки измерителей, работающих по рассеянному поверхностью радиосигналам, возникают и при импульсном излучении. Рассмотрим физическую картину их возникновения на примере импульсного радиовысотомера. Примем, что ось диаграммы направленности антенны радиовысотомера направлена

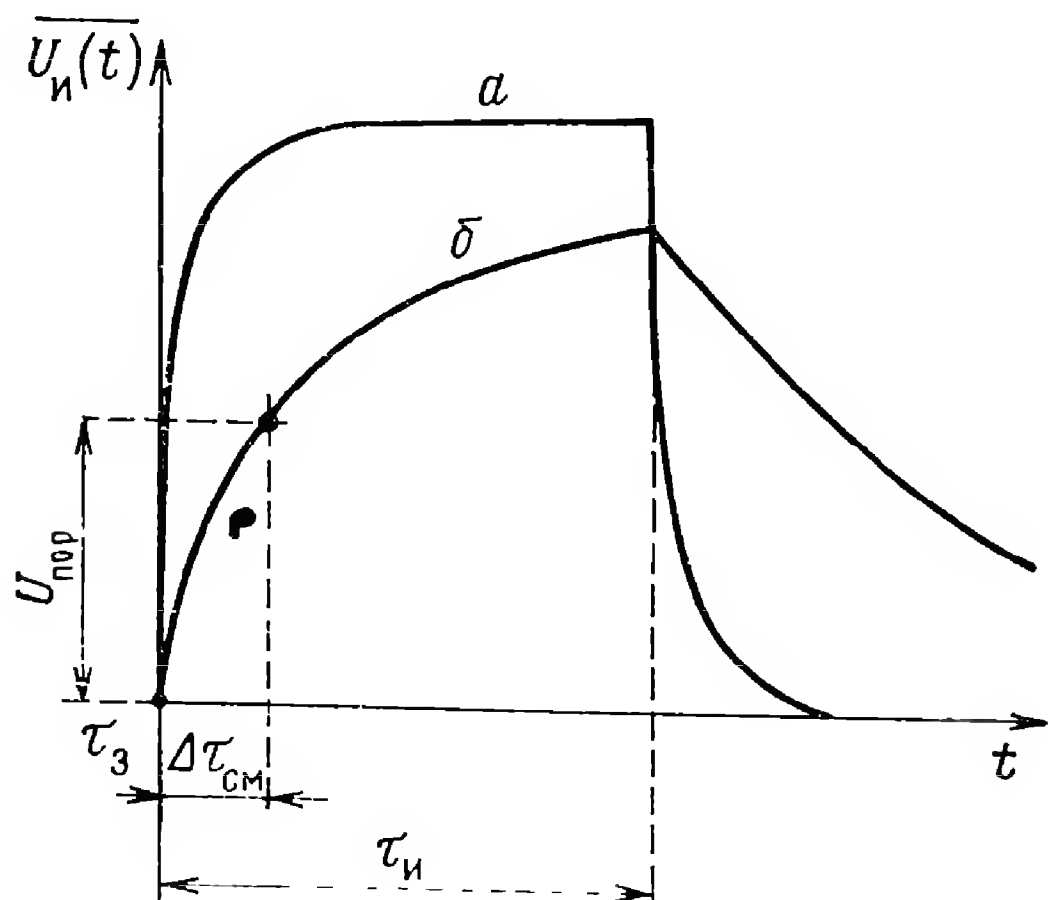


Рис. 7.9. Форма средней огибающей радиоимпульсов, отраженных шероховатыми поверхностями.

перпендикулярно к среднему уровню поверхности, а излучаемые радиоимпульсы длительностью $\tau_{\text{и}}$ имеют прямоугольную огибающую.

После начала излучения импульса сферический фронт радиоволны движется к поверхности. В тот момент, когда волна достигает поверхности, начинается ее отражение и формирование фронта отраженного импульса. При этом облучаемая область поверхности быстро увеличивается в диаметре до величины, ограничиваемой как шириной произведения диаграммы направленности антенны и диаграммы обратного рассеяния поверхности, так и длительностью излучаемого импульса, если она мала. В дальнейшем, если длительность излучения $\tau_{\text{и}}$ достаточна, формируется средняя (пологая) часть импульса. Наконец, с момента достижения поверхности срезом зондирующего импульса область облучения превращается в кольцо с увеличивающейся центральной зоной выхода из облучения. При этом происходит формирование спадающей части отраженного импульса. В результате огибающая отраженного импульса оказывается искаженной по сравнению с огибающей излученного импульса.

На рис. 7.9 приведена форма средней огибающей радиоимпульсов, отраженных поверхностями с разной степенью шероховатости. Момент начала нарастания фронта принимаемого импульса запаздывает относительно начала излучения на время $\tau_{\text{з}} = 2H/c$. Меньшее искажение (рис. 7.9, импульс а) наблюдается при отражениях от гладкой поверхности, обладающей узкой диаграммой обратного рассеяния, или при узких диаграммах направленности антенн. Увеличение шероховатости (расширение диаграммы обратного рассеяния) и расширение диаграмм направленности антенн приводят к большему искажению (рис. 7.9, импульс б). Как видно из рисунка, если высота в схеме радиовысотомера оценивается, например, по величине запаздывания фронта принятого импульса на пороговом уровне $U_{\text{пор}}$, то из-за смещения на этом уровне фронта импульса на величину $\Delta \tau_{\text{см}}$ возникает ошибка смещения измеряемой высоты

$$\Delta H_{\text{см}} = \frac{c}{2} \Delta \tau_{\text{см}}.$$

Мы рассмотрели среднюю огибающую радиоимпульсов. В реальных условиях принятые радиовысотомером импульсы флюктуируют по уровню от импульса к импульсу. Флюктуации фронтов импульсов при измерении их положения по времени запаздывания приводят к случайным ошибкам, что эквивалентно возникновению флюктуационных ошибок измерения высоты.

Кроме рассмотренных ошибок радиовысотомеру (как и другим измерителям) свойственны также динамические, шумовые ошибки и инструментальные погрешности.

Рассмотрим динамические ошибки радиовысотомера при полете аппарата над пересеченным рельефом поверхности, считая, что другие ошибки достаточно малы. Динамические ошибки при этом представляют собой разность между истинным и измеренным значениями высоты.

Пусть аппарат летит горизонтально со скоростью v_a над пересеченной местностью, рельеф которой опишем нормальной функцией со среднеквадратическим отклонением σ_H от среднего уровня и радиусом корреляции ρ_H . Величина σ_H^2 характеризует интенсивность флюктуаций высоты, а отношение $\rho_H/v_a = T_H$ — интервал корреляции этих флюктуаций на входе радиовысотомера (обратная величина дает оценку ширины спектра флюктуаций высоты). Примем, что спектральная плотность изменений высоты описывается функцией

$$S_H(\omega) = \frac{\sigma_H^2 T_H}{1 + (\omega T_H)^2}. \quad (7.2.34)$$

Будем полагать, что технические характеристики радиовысотомера позволяют ему контролировать такой рельеф местности (для этого, в частности, необходимо, чтобы его разрешающая способность по высоте характеризовалась величиной меньшей, чем σ_H , а размер центральной зоны разрешения на поверхности был меньше, чем ρ_H). Крутизну дискриминатора радиовысотомера обозначим через κ_d , а частотную характеристику сглаживающей цепи (фильтра) возьмем в виде $\Phi_\Phi(j\omega) = \frac{\kappa_\Phi}{j\omega}$.

Дисперсия динамической ошибки вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{дин } H}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_H(\omega) d\omega}{|1 + \kappa_d \Phi_\Phi(j\omega)|^2}, \quad (7.2.35)$$

откуда при принятых условиях вытекает

$$\sigma_{\text{дин } H}^2 = \frac{\sigma_H^2}{1 + 4\Delta F_\Phi T_H}, \quad (7.2.36)$$

где $\Delta F_\Phi = \kappa_d \kappa_\Phi / 4$ — эквивалентная полоса пропускания радиовысотомера.

Приняв, например, что $v_a = 600$ м/сек, $\sigma_H = 30$ м, $\rho_H = 500$ м ($T_H = 0,83$ сек), $\Delta F_\Phi = 2,5$ гц, по формуле (7.2.36) получим: $\sigma_{\text{дин } H}^2 \approx 97$ м², $\sigma_{\text{дин } H} \approx 10$ м.

Уменьшить динамическую ошибку можно, расширяя полосу пропускания ΔF_Φ , однако при этом будут возрастать флюктуационная и шумовая ошибки. Поэтому величина полосы пропускания определяется из условия минимума суммарной ошибки.

Рассмотренные примеры оценки ошибок относились к случаю малых ошибок, когда справедливо представление измерителей в виде линеаризованной схемы рис. 7.3. При больших ошибках, возникающих при слабом сигнале и высоком уровне помех, работа измерителя, как отмечалось, существенно ухудшается, и возможен срыв слежения.

При анализе срыва слежения измеритель должен рассматриваться существенно нелинейным, а процессы в нем — нестационарными. Анализ срыва слежения может быть основан на решении соответствующего нелинейного дифферен-

циального уравнения в частных производных (уравнения Фоккера—Планка—Колмогорова). Решение может быть получено с привлечением теории марковских процессов, при ряде упрощающих предположений [6]. В результате оказывается, что срыв слежения носит пороговый характер: маловероятен при величинах ошибки $\sigma_{\text{фл}} < 0,1\Delta\varepsilon$ и практически неизбежен при $\sigma_{\text{фл}} > 0,1\Delta\varepsilon$. Здесь $\Delta\varepsilon$ представляет собой половину ширины характеристики дискриминатора, равную той величине рассогласования, при которой происходит «размыкание» измерителя. Добавление динамической ошибки облегчает условия срыва.

4. Требования к радиоизмерителям систем автономного радиопреуправления

Рассмотрим требования к радиовысотомерам и доплеровским измерителям скорости систем управления атмосферными и космическими летательными аппаратами.

Бортовые радиоизмерители атмосферных летательных аппаратов должны нормально работать в широких диапазонах высот, скоростей, углов тангажа и крена, при использовании в качестве радиоориентиров земных и морских поверхностей. Эти условия определяют выбор таких параметров радиоизмерителей, как несущая частота радиосигнала, мощность излучения, чувствительность приемника, направленность антенн. Например, при достаточно широкой диаграмме направленности антенн радиовысотомера его работоспособность сохраняется при значительных, например до $40—50^\circ$, угловых эволюциях летательного аппарата по тангажу и крену. Вместе с тем чрезмерное расширение диаграммы направленности сопровождается как снижением точности радиовысотомера из-за все большего влияния составляющих сигнала с наклонных направлений, так и уменьшением верхнего предела измеряемых высот из-за падения уровня принимаемого сигнала.

Требования к точности радиоизмерителей, как правило, определяются тактическими условиями задачи, выполняемой атмосферным летательным аппаратом. Например, для управления сверхзвуковыми реактивными самолетами задаются следующие требования на точность измерения высоты и вертикальной скорости (табл. 7.1) [63]:

Таблица 7.1

Решаемая задача	Высота, H		Вертикальная скорость, v_v	
	диапазон измерения, m	допустимая ошибка, m	диапазон измерения, $m/сек$	допустимая абс. ошибка, $m/сек$
Автоматическое управление траекторией полета	$300 \div 21000$	$7,5 + 0,25\% H$	$\pm 50 \div 0$	$0,15 + 5\% v_v $
Посадка	$150 \div 0$	$0,9 + 3\% H$	$5 \div 0$	$0,1 + 10\% v_v $

Подобные требования обуславливают выбор не только указанных выше параметров измерительных радиоустройств, но и вида модуляции, типа дискриминатора, полосы пропускания сглаживающих цепей. Предельно достижимые точности радиоизмерительных устройств

ограничиваются систематическими и флюктуационными ошибками, которые определяются условиями их работы. Поэтому часто тактические условия выполняемой летательным аппаратом задачи оказываются связанными с предельно достижимыми точностями радиоизмерительных устройств.

В современных системах автономного радиоуправления атмосферными летательными аппаратами радиовысотомеры и доплеровские измерители скорости, как правило, удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям и поэтому находят широкое и эффективное применение. Однако в полной мере этого нельзя еще сказать о радиоизмерительных средствах космических систем автономного радиоуправления. Рассмотрим причины такого положения.

Работоспособность бортовых радиоизмерителей космических систем автономного радиоуправления определяется в первую очередь энергетическими соотношениями. При работе радиоизмерителей на больших удалениях от поверхности планеты, порядка нескольких сотен километров, происходит значительное ослабление полезного сигнала. Прием слабого сигнала возможен при остронаправленных диаграммах антенн радиоизмерителей и при обеспечении достаточной развязки радиоприемного и радиопередающего трактов. Необходимая развязка может быть обеспечена в режимах импульсного или квазинепрерывного (скважность порядка 2) излучения. Поэтому в бортовых радиоизмерителях космических систем автономного радиоуправления целесообразно применять импульсный или квазинепрерывный режимы. Кроме полезных радиосигналов на входах радиоизмерителей присутствует аддитивная шумовая помеха из-за внутренних и космических шумов.

Для оценки возможностей бортовых радиоизмерителей космических систем рассмотрим энергетические соотношения в доплеровском измерителе скорости с квазинепрерывным режимом излучения.

Энергетические соотношения в доплеровском измерителе скорости характеризуются отношением мощности сигнала к мощности шума на входе приемника:

$$Q_v = \frac{P_{\text{пр}}}{G_{\text{ш}} \Delta F_{\text{д}}}, \quad (7.2.37)$$

где $P_{\text{пр}}$ — средняя мощность сигнала на входе приемника; $G_{\text{ш}}$ — спектральная плотность шумовой помехи, приведенная ко входу приемника; $\Delta F_{\text{д}}$ — полоса пропускания приемника, примерно равная при квазинепрерывном режиме ширине доплеровского спектра частот.

Мощность принимаемого сигнала оценим по основной формуле радиолокации, записанной с учетом рассеивающих свойств поверхности:

$$P_{\text{пр}} = \kappa \frac{P_{\text{изл}} G_A^2 \lambda^2 S_0}{(4\pi)^3 R^4} \sigma_0, \quad (7.2.38)$$

где $P_{\text{изл}}$ — мощность излучения радиопередатчика; G_A — коэффициент усиления приемо-передающей антенны; λ — длина волны несущего колебания; $S_0 \approx \pi \frac{R^2 \Delta \theta_{\text{л}}^2}{4}$ — площадь облучаемого участка

на поверхности планеты; $\Delta\theta_{\text{л}}$ — ширина диаграммы направленности (луча) радиоизмерителя; $R = H \sec \theta_A$ — наклонная дальность до центра облучаемого участка поверхности; H — высота полета; θ_A — угол между осью луча и направлением вертикали к поверхности; κ — коэффициент потерь, учитывающий потери мощности в антенно-фидерных устройствах, потери из-за приема лишь основной части спектра импульсов и другие факторы; σ_0 — удельная эффективная площадь рассеяния поверхности (рис. 7.6).

Зависимость мощности полезного сигнала (7.2.38) от σ_0 приведет к зависимости энергетических соотношений радиоизмерителя от рода рассеивающей поверхности и выбора угла наклона луча θ_A . У доплеровского измерителя скорости при стремлении повысить его точность этот угол выбирается в результате компромисса между уменьшением мощности $P_{\text{пр}}$ (при увеличении θ_A) и уменьшением среднего доплеровского сдвига частоты (при уменьшении θ_A).

По формуле (7.2.38), приняв, что полет происходит над поверхностью суши на высоте $H = 300$ км при средней мощности излучения $P_{\text{изл}} = 50$ Вт; $G_A = 3500$; $\lambda = 3,2$ см; $\Delta\theta_{\text{л}} = 2,5^\circ$; $\theta_A = 10^\circ$, $\sigma_0 \approx -21$ дБ $\approx 0,0075$ и $\kappa = 0,2$, получим оценку средней принимаемой мощности $P_{\text{пр}} \approx 8,6 \cdot 10^{-15}$ Вт. Ширину спектра $\Delta F_{\text{д}}$ можно оценить по формулам (7.2.25), (7.2.26); при $v_a = 8$ км/сек, $\lambda = \frac{c}{f_0} = 3,2$ см, $\Delta\theta_{\text{л}} = 2,5^\circ$ ширина спектра оценивается величиной $\Delta F_{\text{д}} \approx 21,3$ кГц. При уровне шумовой помехи $G_{\text{ш}} = 1,4 \cdot 10^{-19}$ Вт/Гц по формуле (7.2.37) получим оценку энергетического отношения $Q_v \approx 3$. Полученный результат свидетельствует о низком отношении мощностей сигнала и шума в рассмотренном примере.

Энергетические соотношения в импульсном радиовысотомере оказываются значительно выше, чем в доплеровском измерителе скорости. Это объясняется тем, что диаграмма направленности антенн радиовысотомера ориентируется по направлению местной вертикали ($\theta_A = 0$), что соответствует большей величине удельной эффективной площади рассеяния σ_0 и меньшей дальности до поверхности ($R = H$). Следовательно, с увеличением высоты работоспособность космической системы автономного радиоуправления в первую очередь будет ограничиваться доплеровским измерителем скорости.

Предельная точность бортовых радиоизмерителей космических аппаратов, как и измерителей атмосферных аппаратов, ограничивается наличием неизбежных ошибок. Если энергетическое отношение радиоизмерителя имеет значение $Q > 10$, то шумовыми ошибками можно пренебречь, и основными будут ошибки смещения и флюктуационные ошибки.

При достаточном энергетическом отношении ошибки современных импульсных радиовысотомеров оцениваются сотыми долями процента от измеряемой высоты. На высотах до нескольких сотен километров (типичных для искусственных спутников Земли) ошибки достигают двух-трех десятков метров [2]. При определении элементов эллиптических орбит точность может быть улучшена в результате вторичной статистической обработки результатов измерений. Например, радиус

круговой орбиты может быть вычислен с ошибкой порядка десятых долей метра [33]. Ошибки современных доплеровских измерителей скорости при достаточном энергетическом отношении оцениваются десятками долями процента от измеряемой скорости. При скорости около 8 км/сек (типичной для ИСЗ) ошибка будет иметь порядок десятка метров в секунду.

Пример требований на точность измерения высоты и скорости при мягкой посадке космического аппарата на Луну приведен в табл. 7.2 [90].

Таблица 7.2

Решаемая задача	Высота, H		Вертикальная скорость, v_v		Горизонтальная скорость, v_g	
	диапазон измерения, м	допустимая ошибка, м	диапазон измерения, м/сек	допустимая абс. ошибка, м/сек	диапазон измерения, м/сек	допустимая абс. ошибка, м/сек
Мягкая посадка	10000÷0	8+5%Н	±90÷0	0,45+ +1,5% v_v	±90÷0	0,45+ +1,5% v_g

При мягкой посадке вследствие относительно малых высот удовлетворительная работа радиоизмерителей наиболее просто может быть получена при непрерывном излучении. Например, для мягкой посадки космического аппарата на Луну предложен радиовысотомер с частотной модуляцией для работы на высотах от 12200 м и доплеровский измеритель для контроля скорости посадки начиная со скорости 214 м/сек [60]. Работоспособность доплеровского измерителя обеспечивается при максимальных углах наклона вектора скорости аппарата относительно местной вертикали до 45°.

§ 7.3. АВТОНОМНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ АТМОСФЕРНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Рассмотрим систему автономного слеящего радиоуправления атмосферным летательным аппаратом, где в качестве радиоориентира используется земная поверхность.

Примем, что летательный аппарат должен быть переведен над участком поверхности S , который в среднем может считаться плоским, из точки O , где он стартует, в район цели C (рис. 7.10). Подобная задача может иметь место при управлении атмосферными летательными аппаратами различного назначения: самолетами-снарядами, самолетами.

В случае наведения в район цели снаряда его кинематическая траектория состоит из трех основных участков: набора высоты (OA), сближения (AB) и снижения (BC). Наибольшую часть траектории занимает участок сближения. Кратчайшей траекторией наведения над плоской поверхностью будет траектория с прямолинейным участком сближения. На участке набора высоты, при выведении снаряда в точку

А, обычно используется автономное инерциальное управление. На участке сближения используется автономное радиоуправление. На участке снижения в зависимости от дальности и точности наведения может осуществляться пикирование или, например, самонаведение на цель.

В случае, когда имеет место управление самолетом, под целью может пониматься аэропорт назначения. Траектория полета самолета может быть близка к описанной, но может и существенно отличаться от нее участками взлета, сближения и посадки. Автономное радио-

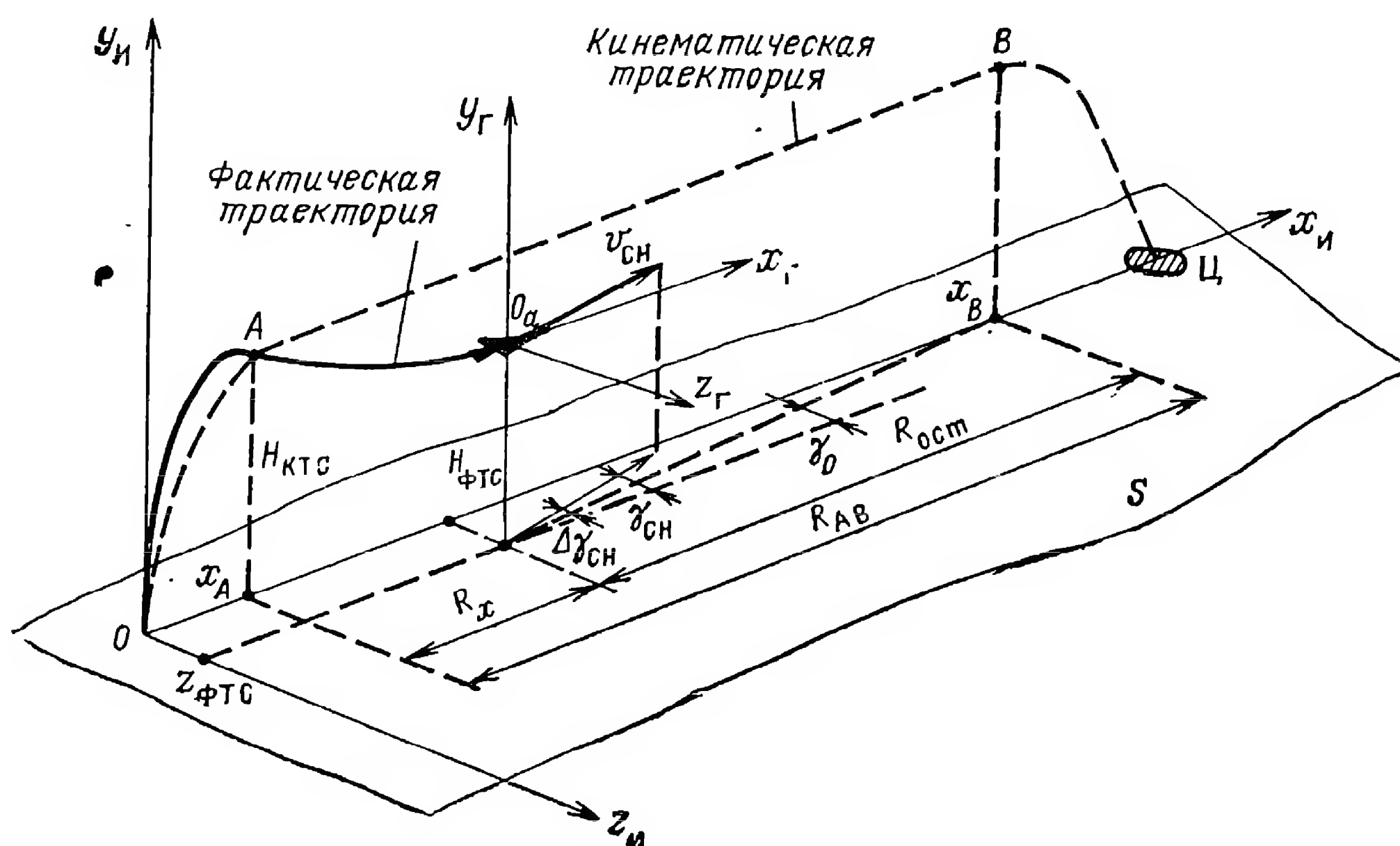


Рис. 7.10. Геометрические соотношения при автономном выведении летательного аппарата в район цели.

управление в этом случае наиболее целесообразно для участка сближения; на других участках может осуществляться как неавтономное радиоуправление, так и пилотирование.

Рассмотрим автономное радиоуправление снарядом на участке сближения AB . Движение снаряда будем определять относительно измерительной системы координат $Ox_n y_n z_n$, ось Ox_n которой проходит через точку старта и цель (рис. 7.10). Примем, что угловое положение снаряда контролируется относительно гироскопической системы координат $O_a x_r y_r z_r$, оси которой параллельны осям измерительной системы, а в точку A снаряд выводится без ошибок. Задачей системы автономного радиоуправления является выведение снаряда в точку B .

Выведение снаряда в заданную точку может быть осуществлено по фиксированной кинематической траектории. Система автономного радиоуправления должна совмещать в процессе полета центр масс снаряда с кинематической траекторией, устраняя боковые отклонения и отклонения по высоте в соответствии с равенствами (1.2.35), (1.2.34); кроме того, необходимо автоматически определять величину пройденного пути, чтобы в момент достижения снарядом точки B зарабо-

тать разовую команду на переход к необходимому виду управления на участке снижения. Следовательно, система автономного радиоуправления должна содержать:

- контур бокового управления;
- контур стабилизации высоты;
- канал контроля пройденного пути.

Рассмотрим структуру этих частей системы и вопросы точности управления, связанные с работой бортовых радиосредств.

Контур автономного бокового радиоуправления показан на рис. 7.11. Радиотехнический (доплеровский) измеритель скорости измеряет боковую составляющую скорости

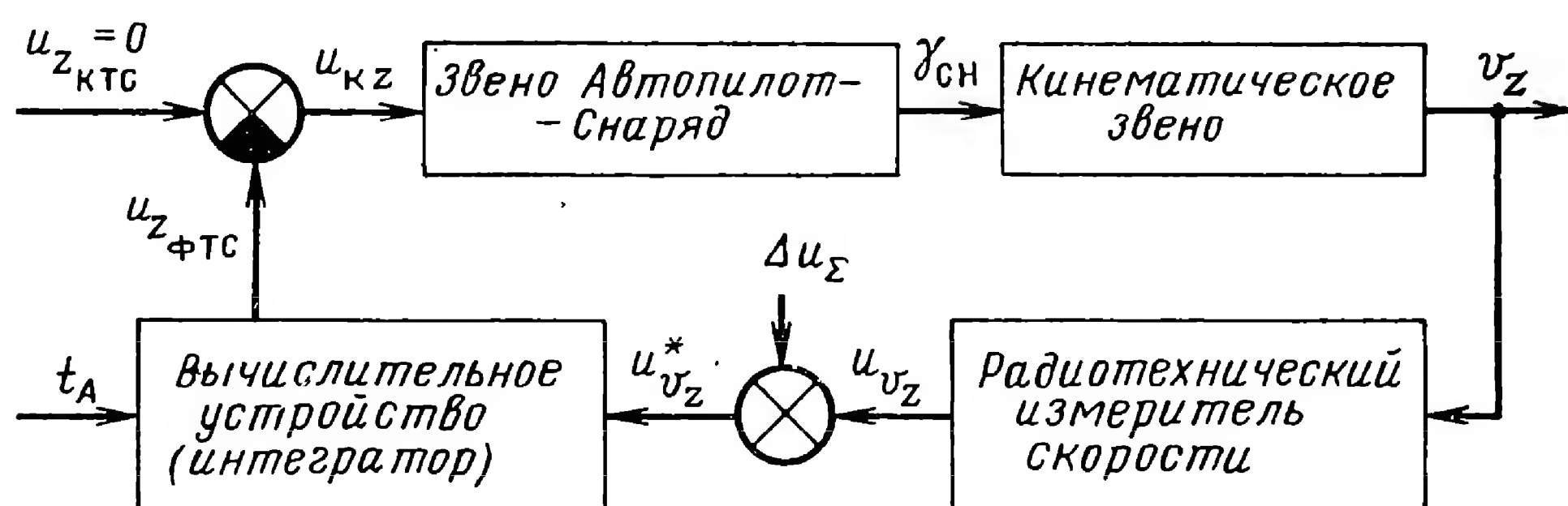


Рис. 7.11. Контур автономного бокового радиоуправления.

v_z , совпадающую с направлением оси $Oz_{\text{и}}$. С выхода измерителя напряжение $u_{v_z}^*$ (или соответствующий цифровой эквивалент) поступает в вычислительное устройство, работа которого описывается формулой

$$u_{z_{\text{ФТС}}}(t) = \kappa_{\text{и}} \int_{t_A}^t u_{v_z}^*(t) dt, \quad (7.3.1)$$

где $u_{z_{\text{ФТС}}}(t)$ — напряжение, соответствующее боковому отклонению фактической траектории снаряда в момент t ; $\kappa_{\text{и}}$ — коэффициент; t_A — момент начала работы системы автономного радиоуправления.

Величине $u_{z_{\text{ФТС}}}$ (7.3.1) соответствует сигнал рассогласования $u_{\text{КЗ}}$, поступающий на вход звена Автопилот — Снаряд. По этому сигналу, а также по дополнительным сигналам внутреннего контура в автопилоте формируется команда на отклонение рулей, в результате чего изменяется направление полета в горизонтальной плоскости, определяемое углом отклонения траектории $\gamma_{\text{сн}}$. Изменения угла $\gamma_{\text{сн}}$ (с учетом кинематической связи $v_z = v_{\text{сн}} \sin \gamma_{\text{сн}} \approx v_{\text{сн}} \gamma_{\text{сн}}$, где $v_{\text{сн}}$ — скорость снаряда), приводят к изменениям боковой составляющей скорости.

Оценим влияние ошибок смещения и флюктуационных ошибок доплеровского измерителя скорости на точность бокового управле-

ния. Учет ошибки приложением на выходе радиозвена (рис. 7.11) напряжения

$$\Delta u_{\Sigma} = u_{\text{см}} + u_{\text{фл}} = \kappa_v (\Delta v_{\text{см}} + \Delta v_{\text{фл}}), \quad (7.3.2)$$

где κ_v — коэффициент передачи измерителя скорости;

$\Delta v_{\text{см}}$ — ошибка смещения; $\Delta v_{\text{фл}}$ — флюктуационная ошибка.

Подставив в формулу (7.3.1) величину $u_{v_z}^* = u_{v_z} + \Delta u_{\Sigma}$ и используя выражение (7.3.2), получим, что ошибка контроля бокового отклонения выражается как

$$\Delta z_{\Sigma} = \Delta z_{\text{см}} + \Delta z_{\text{фл}}, \quad (7.3.3)$$

где

$$\Delta z_{\text{см}}(t) = \int_{t_A}^t \Delta v_{\text{см}}(t) dt, \quad (7.3.4)$$

$$\Delta z_{\text{фл}}(t) = \int_{t_A}^t \Delta v_{\text{фл}}(t) dt. \quad (7.3.5)$$

Систематическая ошибка $\Delta z_{\text{см}}$, как видно из (7.3.4), с течением времени будет накапливаться, что приведет к возрастающему боковому смещению снаряда от правильной траектории. Если, например, абсолютная величина ошибки смещения составляет $\Delta v_{\text{см}} = 0,1$ м/сек, а полет над однородной поверхностью продолжается 1000 сек, то боковое смещение составит 100 м.

Флюктуационная ошибка $\Delta z_{\text{фл}}$ также будет возрастать. Действительно, следуя работе [7], приняв, что эквивалентные флюктуации скорости подчиняются нормальному распределению с нулевым средним значением, среднеквадратическим отклонением $\sigma_{v \text{ фл}}$, интервалом корреляции τ_v , и рассматривая ошибку измерения боковой составляющей скорости в N -й момент времени $t_N = N\tau_v$, запишем вместо (7.3.5):

$$\Delta z_{\text{фл}}(t_N) \approx \sum_{k=1}^N \Delta v_{\text{фл} k} \tau_v. \quad (7.3.6)$$

Ошибка (7.3.6) подчинена нормальному закону распределения, ее дисперсия определяется как

$$\sigma_{z \text{ фл}}^2(t_N) \approx \sum_{k=1}^N \sigma_{v \text{ фл}}^2 \tau_v^2 = \tau_v^2 N \sigma_{v \text{ фл}}^2,$$

где $\tau_v = \frac{1}{\Delta F_{\theta}}$ (ΔF_{θ} — эквивалентная полоса пропускания доплеровского измерителя).

Используя последние соотношения и формулу (7.2.32), получим

$$\sigma_{z \text{ фл}}^2(t_N) \approx \frac{\sigma_{v \text{ фл}}^2}{\Delta F_{\theta}} t_N = 2S_{\text{экр} v} t_N, \quad (7.3.7)$$

где $S_{\text{экр} v}$ оценивается по формуле (7.2.33).

Результат свидетельствует о возрастании дисперсии ошибки со временем. Приняв, например, что $S_{\text{э.к.в.}} = 0,63 \text{ м}^2/\text{сек}^2 \text{ гц}$, $t_N = 1000 \text{ сек}$, по формуле (7.3.7) получим: $\sigma_{\text{з.ф.л.}}^2 \approx 1260 \text{ м}^2$ и $\sigma_{\text{з.ф.л.}} \approx 35,6 \text{ м}$.

На рис. 7.12 приведен контур стабилизации высоты полета снаряда. Контролируемая радиовысотомером текущая высота H (в виде аналога $u_{H\text{ФТС}}^*$ или цифрового эквивалента) сравнивается с заданной высотой ($u_{H\text{КТС}}$). В результате в автопилоте формируется команда по высоте $u_{\text{к.н.}}$, определяемая соотношением (1.2.36). По этой команде отклоняются рули танганжа, которые заставляют снаряд изменить угол наклона траектории $\gamma'_{\text{сн}}$ в вертикальной плоскости. Угол наклона траектории и высота связаны равенством $H \approx \frac{v_{\text{сн}}}{\rho} \gamma'_{\text{сн}}$, которое справедливо при малых углах $\gamma'_{\text{сн}}$. Изменение угла $\gamma'_{\text{сн}}$ приводит к такому изменению высоты полета, при котором начальное рассогласование по высоте уменьшается, и снаряд должен лететь на заданной, в частности, постоянной высоте.

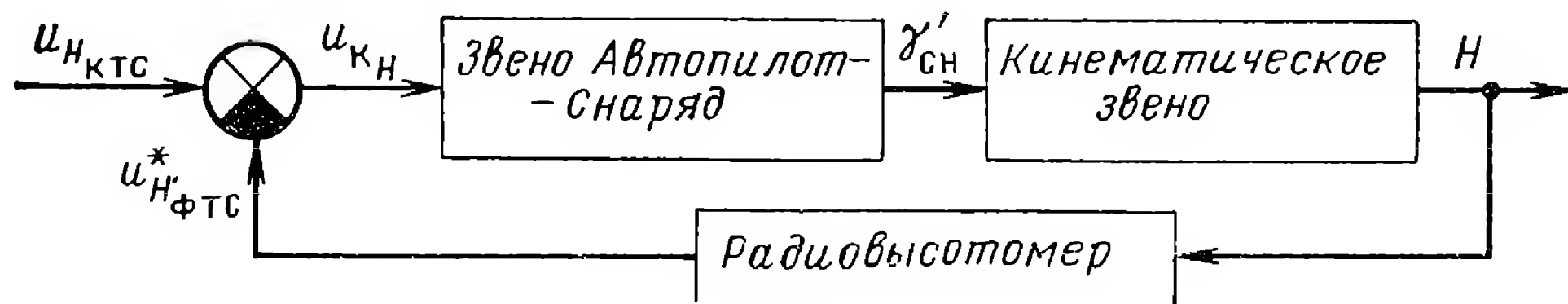


Рис. 7.12. Контур стабилизации высоты.

Если полет происходит над пересеченным рельефом, а высота полета достаточна, то требование полета «на постоянной высоте» можно принимать как необходимость поддержания постоянства высоты полета относительно среднего уровня рельефа. При полете на малой высоте это требование означает необходимость полета с постоянной высотой относительно рельефа. При таких подходах изменения рельефа выступают в первом случае в качестве помехи в контуре стабилизации высоты; во втором — в качестве управляющего воздействия.

Примем, что снаряд должен лететь на постоянной высоте относительно среднего горизонтального уровня рельефа. Оценим ошибку отклонения фактической траектории снаряда от горизонтальной. Если характер изменений рельефа в процессе полета описывается, например, спектральной плотностью (7.2.34), а контур (рис. 7.12) от входа радиовысотомера, где приложена помеха, до выхода H обладает эквивалентной полосой пропускания $\Delta F_{\text{э.к.}}$, то дисперсия (флюктуационной) ошибки управления по высоте окажется равной

$$\sigma_{\text{ф.л.п.}}^2 \approx 2S_H(0) \Delta F_{\text{э.к.}}, \quad (7.3.8)$$

где $S_H(0) = \sigma_H^2 T_H$. Приняв, как ранее, что $\sigma_H = 30 \text{ м}$; $T_H = 0,83 \text{ сек}$, а также $\Delta F_{\text{э.к.}} = 0,1 \text{ гц}$, по формуле (7.3.8) получим: $\sigma_{\text{ф.л.п.}}^2 \approx 149 \text{ м}^2$, $\sigma_{\text{ф.л.п.}} \approx 12,2 \text{ м}$.

Точность работы контура, кроме того, несколько снижается из-за ошибок радиовысотомера. Ошибка смещения приводит к систематическому изменению высоты полета, флюктуационная ошибка увеличивает случайную ошибку по высоте полета. Например, при относительной ошибке смещения радиовысотомера $+3\%$ и программной высоте полета 500 м ошибка смещения по высоте полета равна 15 м , и снаряд будет лететь в среднем на высоте около 485 м . Флюктуационная ошибка радиовысотомера по отношению к контуру может считаться белым шумом с эквивалентной спектральной плотностью $S_{\text{экв } H}$. Дисперсия флюктуационной ошибки на выходе контура оценивается по формуле

$$\sigma_{\text{фл рв}}^2 = 2S_{\text{экв } H} \Delta F_{\text{э к}}. \quad (7.3.9)$$

Приняв, например, $S_{\text{экв } H} = 50\text{ м}^2/\text{гц}$, $\Delta F_{\text{э к}} = 0,1\text{ гц}$, получим:

$$\sigma_{\text{фл рв}}^2 = 10\text{ м}^2, \quad \sigma_{\text{фл рв}} \approx 3,2\text{ м}.$$

Суммарная среднеквадратическая ошибка управления по высоте с учетом полученных числовых оценок и формулы

$$\sigma_{\text{фл } H} = \sqrt{\sigma_{\text{фл п}}^2 + \sigma_{\text{фл рв}}^2}$$

оказывается равной $12,6\text{ м}$.

Результат свидетельствует о том, что полет не является строго горизонтальным, и, следовательно, к моменту окончания автономного радиоуправления будет иметь место ошибка по высоте.

Если принять, что снаряд должен лететь на малой высоте и «огигать» рельеф поверхности, то, зная характер изменений рельефа и передаточные свойства звеньев контура, легко рассчитать динамическую ошибку управления по высоте (пример подобного расчета, но для контура следящего радиовысотомера рассмотрен на стр. 373). При значительных динамических ошибках возрастает вероятность столкновения снаряда с неровностями рельефа.

Изложенные соображения показывают, в частности, что метод управления посредством стабилизации высоты, особенно при полетах на малых высотах, приемлем лишь при полетах над слабопересеченными рельефами, например, над поверхностью моря.

В противном случае для осуществления своевременных изменений аппаратом своей траектории в процессе огибания рельефа поверхности потребуется помимо контроля высоты, введение дополнительных измерений, например, производной от высоты (вертикальной скорости), и производной от наклонной дальности, контролируемой «вперед смотрящим» радиолокатором (см. гл. 1).

К а н а л к о н т р о л я п р о й д е н н о г о п у т и включает в себя доплеровский радиоизмеритель скорости, интегратор и электронное реле (рис. 7.13), и его работа описывается выражениями

$$R_x(t) = \int_{t_A}^t v_x^*(t) dt, \quad (7.3.10)$$

$$R_x(t) = R_{AB} \quad \text{при} \quad t = t_B^*, \quad (7.3.11)$$

где $v_x^*(t)$ — измеренная величина составляющей скорости по оси Ox ; $R_x(t)$ — текущее значение пройденного пути; R_{AB} — длина участка сближения AB ; t_B^* — момент формирования разовой команды u_{PK} .

Ошибки доплеровского измерителя скорости приведут к тому, что в момент t_B^* положение аппарата по дальности будет определено с ошибкой

$$\Delta R_{\Sigma} = \Delta R_{см} + \Delta R_{фл}, \quad (7.3.12)$$

где слагаемые вычисляются по соотношениям, аналогичным формулам (7.3.4), (7.3.5), (7.3.7), но отнесенным к продольной составляющей скорости.

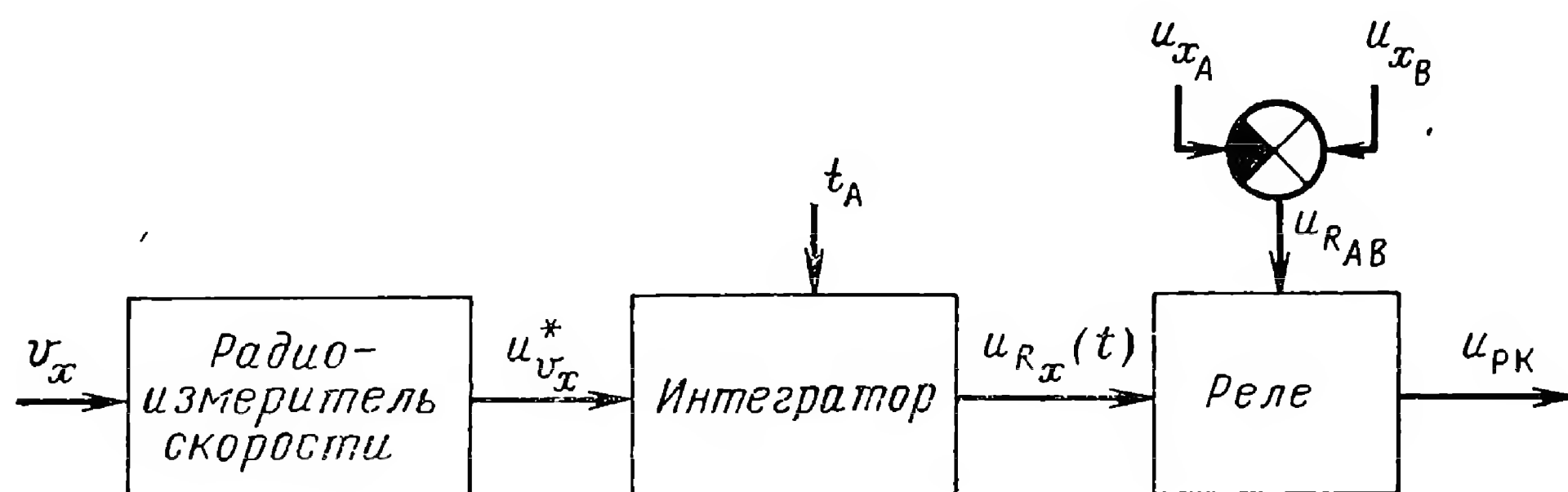


Рис. 7.13. Канал контроля пройденного пути.

Подобно тому, как это имеет место в контуре управления по боковому отклонению, как систематическая ошибка $\Delta R_{см}$, так и флюктуационная $\Delta R_{фл}$ здесь будут возрастать с течением времени. Если, например, относительная ошибка смещения доплеровского измерителя составляет 0,2%, а эквивалентная спектральная плотность флюктуаций скорости $0,63 \text{ м}^2/\text{сек}^2 \text{ гц}$, дальность $R_{AB} = 500 \text{ км}$, скорость $v_x = 600 \text{ м/сек}$ ($t_N = t_{AB} = 833 \text{ сек}$), то к концу полета систематическая ошибка по дальности составит $\Delta R_{см} \approx -1 \text{ км}$, а среднеквадратическая величина флюктуационной ошибки $\sigma_{R_{фл}} \approx 32 \text{ м}$.

Рассмотренные примеры оценки точности системы автономного радиоуправления показывают, что при значительных дальностях (времени) наведения такие системы не могут обеспечить достаточно точного наведения летательных аппаратов на цель. Поэтому системы автономного радиоуправления целесообразны для выведения лишь в район цели. Из примеров очевидна также необходимость принятия мер для повышения точности радиотехнических измерителей, особенно уменьшения систематических ошибок.

Рассмотрим еще пример возможной системы автономного выведения снаряда в точку B . Ограничимся случаем наведения в горизонтальной плоскости. Примем, что система (в отличие от рассмотренной выше) должна управлять направлением полета в горизонтальной плоскости так, чтобы, например, вектор скорости аппарата в процессе полета непрерывно направлялся в точку B . По существу, здесь используется метод наведения по кривой погони при неподвижной цели. При разных начальных направлениях полета из точки A наведение снаряда в точку

В будет происходить по разным траекториям. Управление может осуществляться путем устранения углового рассогласования

$$\Delta\gamma_{\text{сн}}(t) = \gamma_0(t) - \gamma_{\text{сн}}(t), \quad (7.3.13)$$

где $\gamma_0(t)$ — требуемое, а $\gamma_{\text{сн}}(t)$ — фактическое направление скорости аппарата в горизонтальной плоскости (рис. 7.10).

Требуемое направление вектора горизонтальной скорости выражается формулой

$$\gamma_0(t) = \arctg \frac{z_{\text{ФТС}}(t)}{R_{\text{ост}}(t)}, \quad (7.3.14)$$

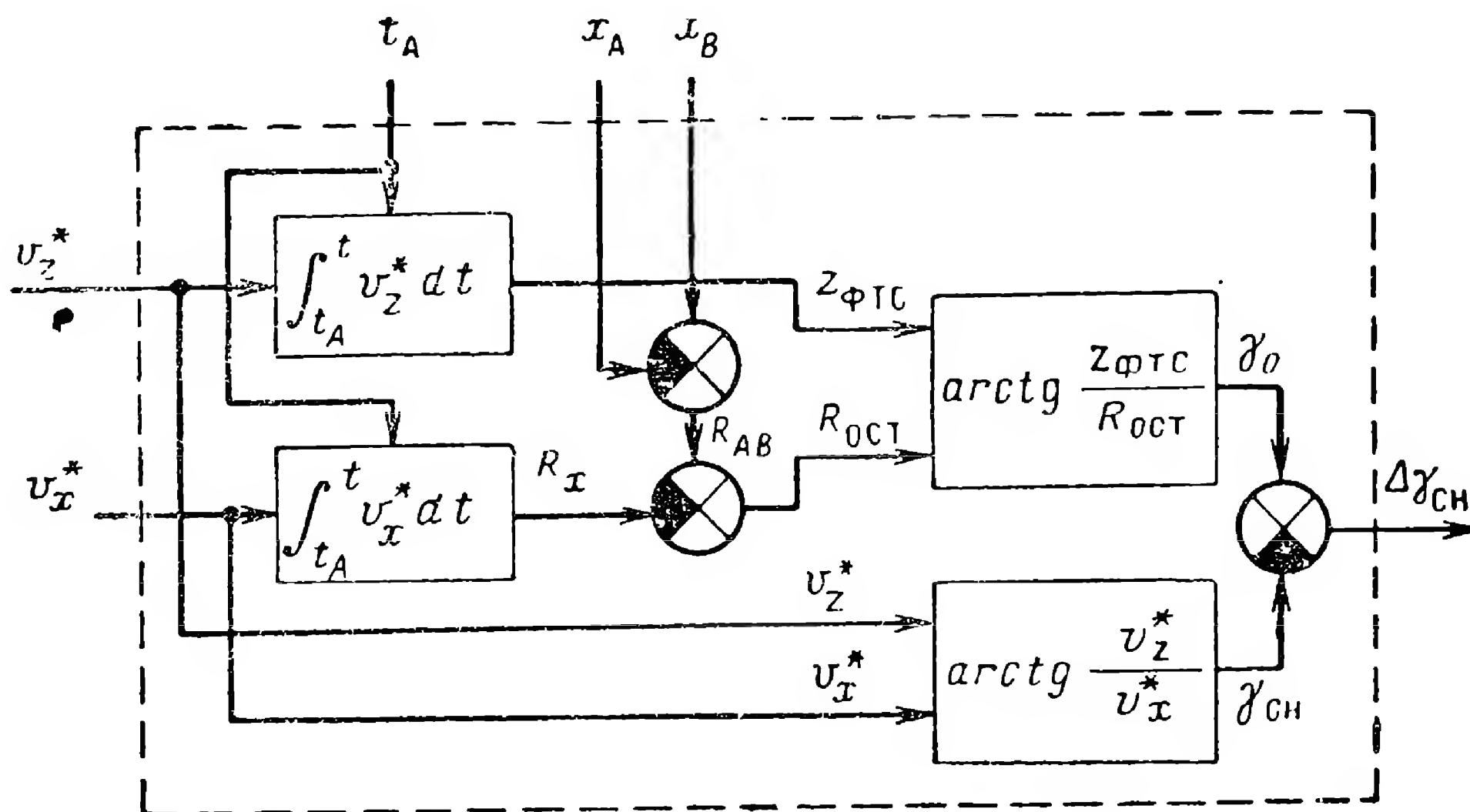


Рис. 7.14. К пояснению работы вычислительного устройства в контуре автономного радиуправления направлением вектора скорости в горизонтальной плоскости.

где $z_{\text{ФТС}}(t)$ — боковое отклонение, вычисляемое по формуле (7.3.1); $R_{\text{ост}}(t)$ — текущее значение оставшегося пути;

$$R_{\text{ост}}(t) = R_{AB} - R_x(t); \quad (7.3.15)$$

$$R_{AB} = x_B - x_A; \quad (7.3.16)$$

$R_x(t)$ — текущее значение пройденного пути вдоль оси $Ox_{\text{и}}$, вычисляемое по формуле (7.3.10).

Фактическое направление вектора горизонтальной скорости характеризуется углом $\gamma_{\text{сн}}$ и определяется через составляющие скорости по осям измерительной системы координат по формуле

$$\gamma_{\text{сн}}(t) = \arctg \frac{v_z^*(t)}{v_x^*(t)}. \quad (7.3.17)$$

Работа вычислительного устройства в контуре управления направлением скорости определяется приведенными формулами и отображена схемой рис. 7.14. Составляющие скорости v_x^* , v_z^* поступают от доплеровского измерителя скорости. Координата x_A и момент начала автономного радиуправления t_A поступают от системы выведения аппарата в исходную точку А. Координата x_B вводится до старта аппарата.

Контур автономного радиуправления направлением скорости в горизонтальной плоскости показан на рис. 7.15. На этом рисунке $u_{к\gamma}$ обозначена команда, обеспечивающая необходимые изменения угла $\gamma_{сн}$.

Как видно из рис. 7.15, 7.14, ошибки доплеровского измерителя скорости как в канале v_x^* , так и в канале v_z^* приведут к ошибке в определении рассогла-

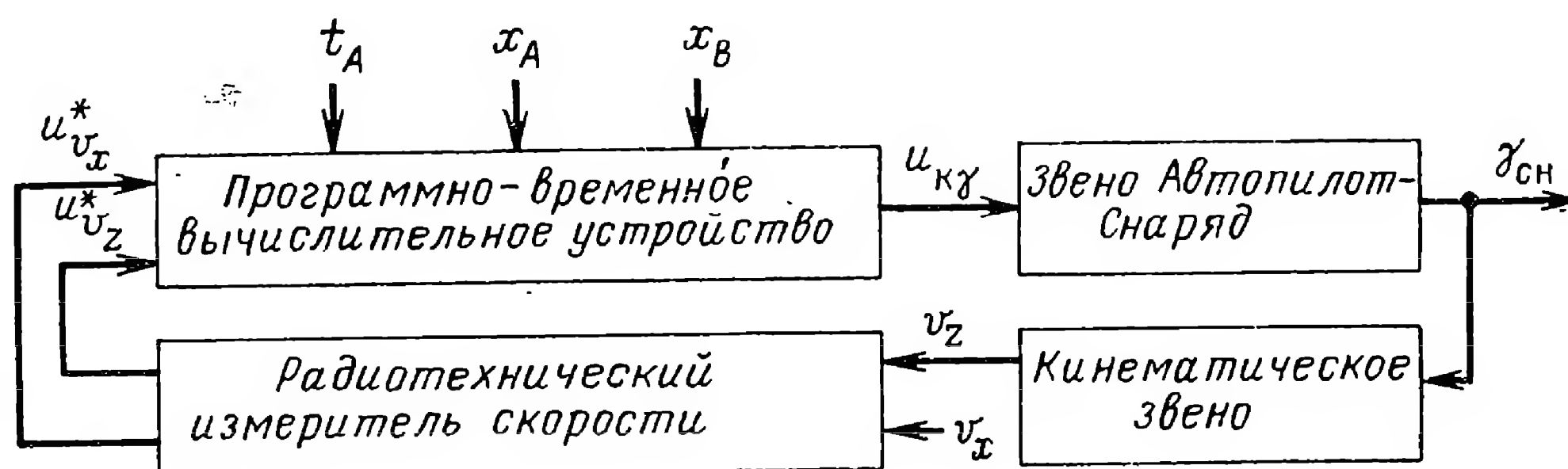


Рис. 7.15. Контур автономного радиуправления направлением вектора скорости в горизонтальной плоскости.

сования $\Delta\gamma_{сн}$. В результате наведение аппарата будет происходить с систематическим и случайными угловыми отклонениями его скорости от требуемого направления.

§ 7.4. АВТОНОМНЫЙ РАДИОКОНТРОЛЬ ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ОРБИТ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ПЛАНЕТ

Системы автономного радиуправления позволяют осуществлять радиоконтроль и коррекцию орбит искусственных спутников планет при ограниченных удалениях апсид эллиптических орбит (для Земли — апогея и перигея) от поверхности планет. Это связано с ограниченной дальностью действия бортовых радиодатчиков систем автономного радиуправления.

В процессе автономного радиоконтроля орбиты на борту искусственного спутника по данным радиодатчиков вычисляются фактические элементы орбиты и эфемериды спутника — его координаты и скорость в заданные моменты времени. Для осуществления коррекции орбиты на основе информации о фактических и требуемых значениях элементов орбиты на борту спутника вычисляются необходимые величина, направление и момент приложения одного или нескольких корректирующих импульсов (см. гл. 2).

В общем случае на борту искусственного спутника планеты (ИСП) с помощью бортовых радиосредств — радиовысотомера, радиоизмерителя скорости, радиовертиканта и радиоастропеленгаторов — могут быть непосредственно измерены (рис. 7.16): высота H над поверхностью планеты, вектор скорости \vec{v} относительно поверхности планеты, направление $O_{пл}O_a$ местной вертикали (на рис. 7.16 планета считается сферической) и направления на небесные радиоориентиры.

Информация о направлении местной вертикали к поверхности планеты, получаемая от радиовертиканта, необходима для правильной ориентации оси $O_a y_б$ базовой системы координат $O_a x_б y_б z_б$. При сов-

мещении оси $O_a y_b$ с направлением местной вертикали на спутнике известно положение плоскости местного горизонта. Это позволяет правильно ориентировать диаграммы направленности антенн радиовысотомера и доплеровского измерителя скорости. В дальнейшем будем считать, что условие необходимой ориентации этих антенн выполнено.

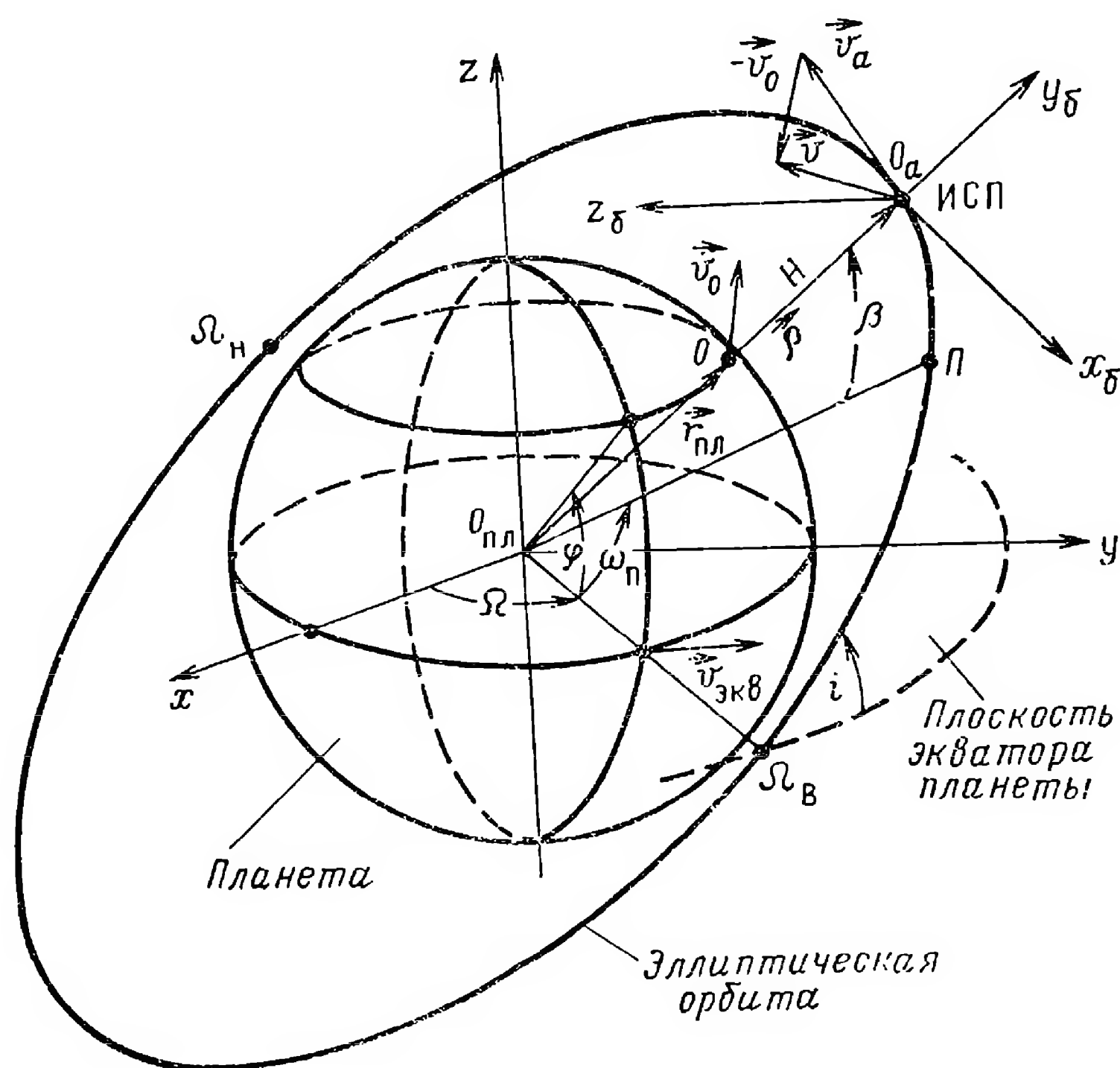


Рис. 7.16. К пояснению автономного радиоконтроля элементов эллиптических орбит.

Считая форму планеты сферической, получаем для значений высоты и вектора скорости \vec{v} относительно поверхности планеты следующие соотношения:

$$H = \rho - r_{пл}, \quad \vec{v} = \vec{v}_a - \vec{v}_0, \quad (7.4.1)$$

где ρ — модуль радиус-вектора орбиты спутника относительно центра $O_{пл}$ поля тяготения планеты; $r_{пл}$ — радиус планеты; \vec{v}_a — вектор скорости спутника в инерциальном пространстве; \vec{v}_0 — вектор скорости «подспутниковой» точки O на поверхности планеты, через которую проходит местная вертикаль.

Рассмотрим возможную методику оценки элементов орбиты, приняв, что все необходимые измерения осуществляются с помощью бортовых радиоизмерителей.

Три элемента орбиты (см. гл. 2): p — фокальный параметр, e — эксцентриситет, $t_{п}$ — момент прохождения спутником перицентра орбиты, — могут быть определены с помощью радиовысотомера. Для этого необходимо располагать тремя независимыми оценками вы-

соты H_1, H_2, H_3 для известных моментов времени t_1, t_2, t_3 . По трем значениям высоты в соответствии с равенством (7.4.1) вычисляются три значения радиуса орбиты

$$\rho_j = r_{\text{пл}} + H_j \quad (j = 1, 2, 3).$$

Эти значения связаны с элементами $p, e, t_{\text{п}}$ соотношениями (2.2.16), (2.2.17)

$$\rho_j = \frac{p}{1 - e \cos \beta_j}; \quad \cos \beta_j = \frac{\cos E_j - e}{1 - e \cos E_j}; \quad (7.4.2a)$$

$$E_j - e \sin E_j = \mu_j; \quad \mu_j = \frac{\sqrt{\kappa_{\text{пл}}}}{a^{3/2}} (t_j - t_{\text{п}}), \quad (7.4.2b)$$

где величины с индексами j относятся к моментам времени t_j ($j = 1, 2, 3$), а $\kappa_{\text{пл}}$ — коэффициент, равный произведению гравитационной постоянной и массы планеты.

Соотношения (7.4.2a) позволяют выписать систему трех уравнений, связывающих три значения радиуса орбиты ρ_j с неизвестными p, e, E_j . Запишем эту систему уравнений в общем виде:

$$\left. \begin{aligned} \rho_1 &= f(p, e, E_1), \\ \rho_2 &= f(p, e, E_2), \\ \rho_3 &= f(p, e, E_3). \end{aligned} \right\} \quad (7.4.3a)$$

Соотношения (7.4.2 б) также позволяют выписать систему трех уравнений, связывающих три момента t_j с неизвестными $e, E_j, t_{\text{п}}$:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \varphi(e, E_1, t_{\text{п}}), \\ t_2 &= \varphi(e, E_2, t_{\text{п}}), \\ t_3 &= \varphi(e, E_3, t_{\text{п}}). \end{aligned} \right\} \quad (7.4.3b)$$

В итоге имеется шесть уравнений с шестью неизвестными. Совместное решение этих уравнений позволяет определить все шесть неизвестных ($p, e, t_{\text{п}}, E_1, E_2, E_3$), из которых первые три представляют собой искомые элементы орбиты.

Радиовысотомер будет измерять высоту с систематическими и флюктуационными ошибками. Для уменьшения флюктуационных ошибок оценки высот H_1, H_2, H_3 могут формироваться в результате статистического осреднения каждой из трех серий отсчетов высоты. Систематические ошибки (постоянные в каждой серии измерений), рассматриваемые в качестве дополнительных неизвестных, могут быть устранены в процессе вторичной статистической обработки результатов измерений (гл. 2).

Перейдем к рассмотрению возможностей определения с помощью радиодатчиков остальных трех элементов орбиты: наклона i , аргумента перицентра $\omega_{\text{п}}$ и долготы восходящего узла $\Omega_{\text{в}}$ (рис. 7.16).

Наклонение орбиты i можно определить с помощью радиовысотомера и доплеровского измерителя скорости. Ограничимся рассмотрением наиболее простого случая — круговой орбиты. Скорость спутника относительно поверхности планеты в этом случае для любого момента времени выражается формулой [7]

$$v = \sqrt{v_{кр}^2 + v_{экр}^2 \cos^2 \varphi - 2v_{кр} v_{экр} \cos i}, \quad (7.4.4)$$

где $v_{кр}$ — круговая скорость орбитального движения спутника; $v_{экр}$ — скорость экваториальных точек поверхности планеты; φ — широта подспутниковой точки O .

Круговая скорость орбитального движения спутника выражается формулой

$$v_{кр} = \sqrt{\frac{\kappa_{пл}}{\rho}}, \quad (7.4.5)$$

где $\rho = r_{пл} + H$. Круговая скорость определяется через измеряемую высоту H с помощью радиовысотомера (при известных величинах $\kappa_{пл}$, $r_{пл}$).

Скорость спутника v относительно поверхности планеты измеряется на спутнике доплеровским измерителем скорости.

Величина скорости v , как видно из соотношения (7.4.4), достигает максимума при $\varphi = 0$, т. е. в момент, когда спутник проходит восходящий узел орбиты Ω_v (или нисходящий узел Ω_n), пересекая плоскость экватора планеты:

$$v_{\max} = \sqrt{v_{кр}^2 + v_{экр}^2 - 2v_{кр} v_{экр} \cos i}; \quad (7.4.6a)$$

величина v достигает минимума в другой момент, когда $\varphi = i$:

$$v_{\min} = \sqrt{v_{кр}^2 + v_{экр}^2 \cos^2 i - 2v_{кр} v_{экр} \cos i}. \quad (7.4.6b)$$

Знание на спутнике величины v_{\max} или v_{\min} , при известных значениях $v_{кр}$, $v_{экр}$ позволяет из формулы (7.4.6 а) или (7.4.6 б) определить наклонение i круговой орбиты.

Аргумент перицентра $\omega_{пл}$ эллиптической орбиты может быть определен в принципе также с помощью радиовысотомера и доплеровского измерителя скорости. С помощью этих радиоизмерителей, как показано выше, могут быть определены, в частности, эксцентриситет e , момент $t_{пл}$ прохождения перицентра P и момент t_{Ω} прохождения восходящего узла Ω_v . Приняв в формулах (7.4.2) значение момента времени $t_j = t_{\Omega}$, можно вычислить при известных e , $t_{пл}$ истинную аномалию β_{Ω} восходящего узла, а по ней — аргумент перицентра $\omega_{пл} = 2\pi - \beta_{\Omega}$.

Долгота восходящего узла орбиты Ω_v может быть определена, если на спутнике известны: направления осей инерциальной планетоцентрической системы координат $O_{пл}xyz$, момент времени t_{Ω} прохождения спутником восходящего узла Ω_v и направление в этот момент местной вертикали $O_{пл}\Omega_v$ в той же системе координат. Направление осей планетоцентрической системы координат, в том числе и оси $O_{пл}x$,

от которой отсчитывается долгота восходящего узла Ω_v , может быть связано с положением на небесной сфере двух радиоориентиров с известным положением их географических точек на поверхности планеты и определено с помощью двух радиоастропеленгаторов. Момент t_Ω , как следует из предыдущего, может быть определен с помощью доплеровского измерителя скорости. Направление местной вертикали определяется радиовертикантом; пересчет этого направления в планетоцентрическую систему координат осуществляется по известным углам между осями базовой и планетоцентрической систем координат. Следовательно, радиоастропеленгатор, доплеровский измеритель скорости и радиовертикант в сочетании позволяют определить и долготу восходящего узла орбиты.

Некоторые из элементов орбиты, в частности, наклонение орбиты i , долгота восходящего узла Ω_v могут быть определены без применения радиотехнических средств, с помощью, например, бортовых телескопов. Комплексное сочетание радиотехнических и нерадиотехнических средств позволяет недостатки одних средств компенсировать достоинствами других. Поэтому комплексированные автономные системы позволяют получить более высокие точности контроля и коррекции орбит, чем рассмотренные радиотехнические системы.

§ 7.5. АВТОНОМНОЕ ТЕРМИНАЛЬНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

В данном параграфе рассмотрим вопросы автономного радиоуправления космическими аппаратами на заключительных этапах полета: при попадании в коридор входа и при мягкой посадке.

Задача попадания в коридор входа возникает при сближении космического аппарата с планетой назначения, обладающей атмосферой; система управления должна работать по возможности на большем расстоянии от планеты (это обеспечивает меньший расход топлива для коррекции траектории) в режиме корректирующего управления.

Задача мягкой посадки в разных случаях должна решаться как при наличии, так и при отсутствии атмосферы. При посадке в атмосфере используются как аэродинамическое и парашютное, так и реактивное торможение. В отсутствие атмосферы, например при посадке на Луну, возможно только реактивное торможение. Система управления посадкой при непосредственном сближении с поверхностью должна работать в режиме следящего управления.

Рассмотрим в первую очередь требования к точности и возможность практического осуществления систем терминального корректирующего радиоуправления, которые предназначены для обеспечения попадания космического аппарата в коридор входа.

На рис. 7.17 поясняются условия попадания космического аппарата в коридор входа. Ширина коридора входа в плоскости орбиты определяется расстоянием между перицентрами P_1 , P_2 траекторий, соответствующих верхней и нижней границам коридора входа и построенных без учета влияния атмосферы. Середина коридора входа определяется рассеянием ρ_0 перицентра P_0 от центра планеты $O_{пл}$.

Примем, что космический аппарат движется по гиперболической орбите, обладающей перицентром в точке P . Высота ρ_{Π} перицентра фактической орбиты может быть представлена функцией трех аргументов:

$$\rho_{\Pi} = f(\rho, \dot{\rho}, \dot{\Phi}), \quad (7.5.1)$$

где ρ — модуль радиус-вектора траектории в планетоцентрической системе координат; $\dot{\rho}$ — радиальная скорость сближения космического аппарата с планетой; $\dot{\Phi}$ — скорость изменения угла визирования

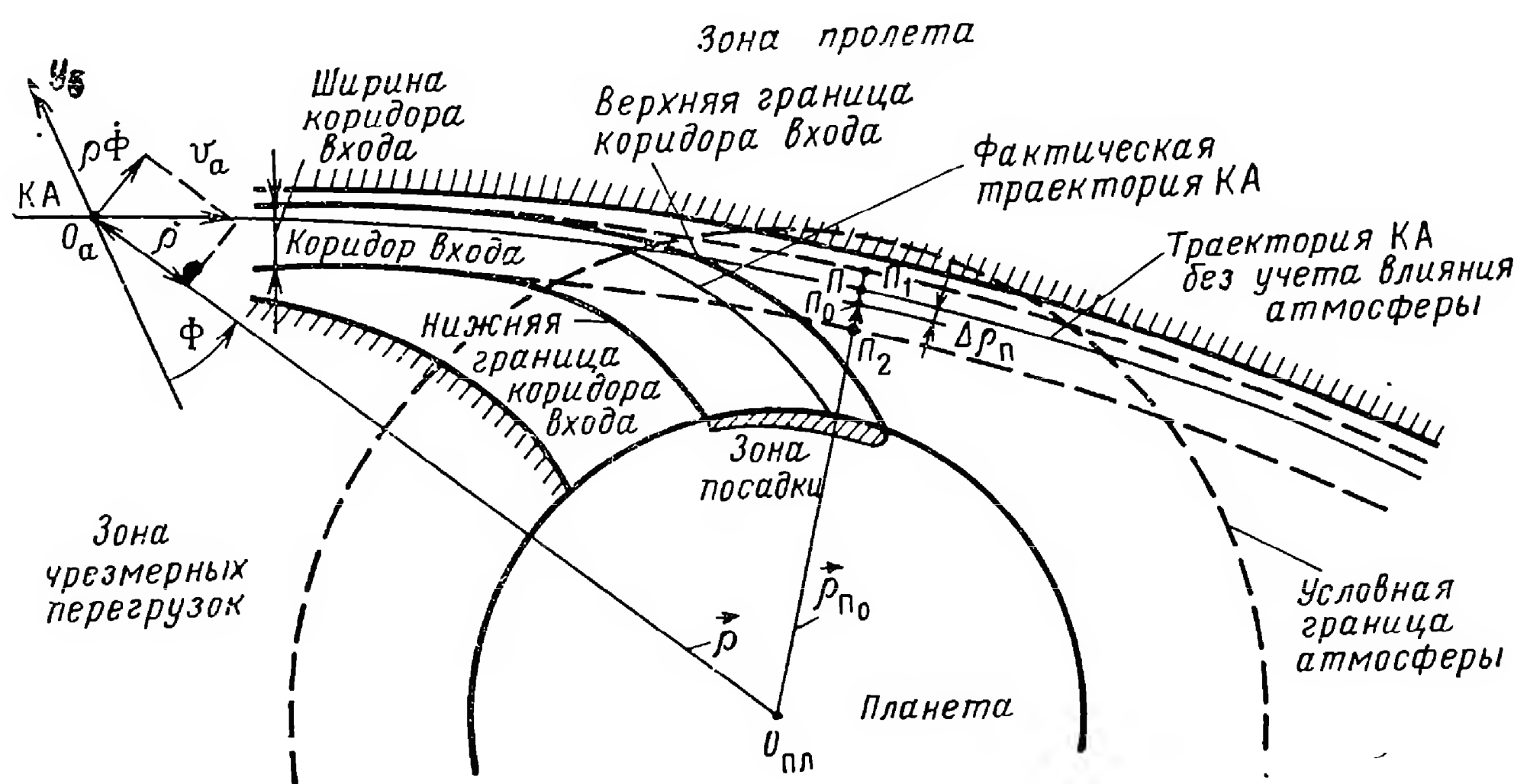


Рис. 7.17. К пояснению условий попадания космического аппарата в коридор входа.

планеты. Угол визирования Φ может отсчитываться, например, между осью $O_a u_b$ базовой системы координат и «вертикалью» к поверхности планеты.

Система терминального управления в результате одной или нескольких коррекций траектории должна обеспечить ликвидацию отклонения

$$\Delta \rho_{\Pi} = \rho_{\Pi_0} - \rho_{\Pi} \quad (7.5.2)$$

между серединой коридора входа и перицентром фактической орбиты. Точность такой коррекции ограничивается многими факторами: невозможностью учета аномалий поля тяготения планеты и изменений состояния атмосферы, неточностью используемых при расчете коррекции значений физических констант (например, гравитационной постоянной планеты), приборными ошибками, а также ошибкой управления. Ограничимся рассмотрением влияния только ошибки управления.

Ошибка управления $\delta \rho_{\Pi}$ в соответствии с соотношением (7.5.1) определяется как

$$\delta \rho_{\Pi} = A_1 \delta \rho + A_2 \delta \dot{\rho} + A_3 \delta \dot{\Phi}, \quad (7.5.3)$$

где $A_1 = \frac{\partial \rho_{\text{п}}}{\partial \rho}$; $A_2 = \frac{\partial \rho_{\text{п}}}{\partial \dot{\rho}}$; $A_3 = \frac{\partial \rho_{\text{п}}}{\partial \dot{\Phi}}$ — коэффициенты ошибок, или баллистические производные (гл. 2), зависящие от формы орбиты, а $\delta\rho$, $\delta\dot{\rho}$, $\delta\dot{\Phi}$ — ошибки измерения величин ρ , $\dot{\rho}$, $\dot{\Phi}$. Следовательно, ошибка управления определяется как выбором траектории сближения, так и точностью бортовых измерительных устройств.

Оценим порядок необходимой точности при попадании в коридор входа, например, для случая возвращения из космического полета на Землю. В [33] приведены следующие значения коэффициентов ошибок для расстояния $\frac{\rho}{R_{\text{ЗМ}}} = 10$ (здесь $R_{\text{ЗМ}}$ — радиус Земли): $A_1 \approx 26,6$; $A_2 \approx 65$ км/км/сек; $A_3 \approx 1,6 \cdot 10^7$ км/рад/сек. Минимальная ширина коридора входа для рассматриваемых условий составляет 15—30 км. Примем, что среднеквадратическая ошибка попадания в центр этого коридора σ_{ρ_0} за счет каждой из погрешностей $\delta\rho$, $\delta\dot{\rho}$, $\delta\dot{\Phi}$ не должна превышать 2,5 км. В этом случае допустимые среднеквадратические ошибки измерений должны иметь следующий порядок: $\sigma_{\rho} = \frac{\sigma_{\rho_0}}{A_1}$ — несколько десятков метров; $\sigma_{\dot{\rho}} = \frac{\sigma_{\rho_0}}{A_2}$ — до 20—30 м/сек; $\sigma_{\dot{\Phi}} = \frac{\sigma_{\rho_0}}{A_3}$ — не более $1 \cdot 10^{-7}$ рад/сек. Если отношение $\frac{\rho}{R_{\text{ЗМ}}} \approx 1,5 - 2$, то необходимые точности измерения будут примерно того же порядка.

В принципе оценки величин ρ , $\dot{\rho}$, $\dot{\Phi}$ могут быть получены с помощью автономных радиоизмерительных средств: ρ — путем использования радиовысотомера; $\dot{\rho}$ — с помощью доплеровского измерителя скорости; $\dot{\Phi}$ — путем контроля с помощью радиовертиканта скорости изменения вертикального к поверхности планеты направления. Однако поскольку коррекцию траектории выгодно выполнять на достаточно большом расстоянии от планеты, то возникнут серьезные проблемы обеспечения необходимой дальности действия и требуемой точности бортовых радиоизмерителей. Эти обстоятельства из-за относительно небольших дальностей действия современных бортовых радиоизмерителей еще не позволяют применить автономное радиоуправление при больших расстояниях до планеты. Поэтому в настоящее время основное значение здесь имеют системы командного радиоуправления, а также полуавтономные радиотехнические системы, работающие по активным радиомаякам, размещаемым на поверхности планеты, или автономные оптические и инерциальные системы.

Перейдем к рассмотрению системы терминального радиоуправления космическим аппаратом при осуществлении мягкой посадки. При мягкой посадке вертикальная скорость аппарата к моменту его контакта с поверхностью планеты гасится до величин, не превышающих 3—10 м/сек [53]. Горизонтальная составляющая скорости в момент посадки должна быть малой по сравнению с вертикальной составляющей. При такой посадке исключается опрокидывание аппарата, обеспечивается сохранность оборудования и безопасность экипажа.

Рассмотрим один из возможных вариантов осуществления мягкой посадки космического аппарата на поверхность Луны [25, 53, 60, 61].

Ограничимся рассмотрением системы радиуправления по вертикальной составляющей скорости.

На рис. 7.18 изображена кривая C, D, E, F , называемая номинальной фазовой траекторией (профилем) мягкой посадки. Эта кривая определяет требуемую связь между вертикальной скоростью и высотой, которую в процессе посадки должна обеспечить система управления. Приведение аппарата на номинальную фазовую траекторию посадки и посадка осуществляются следующим образом. На высоте нескольких десятков километров от поверхности

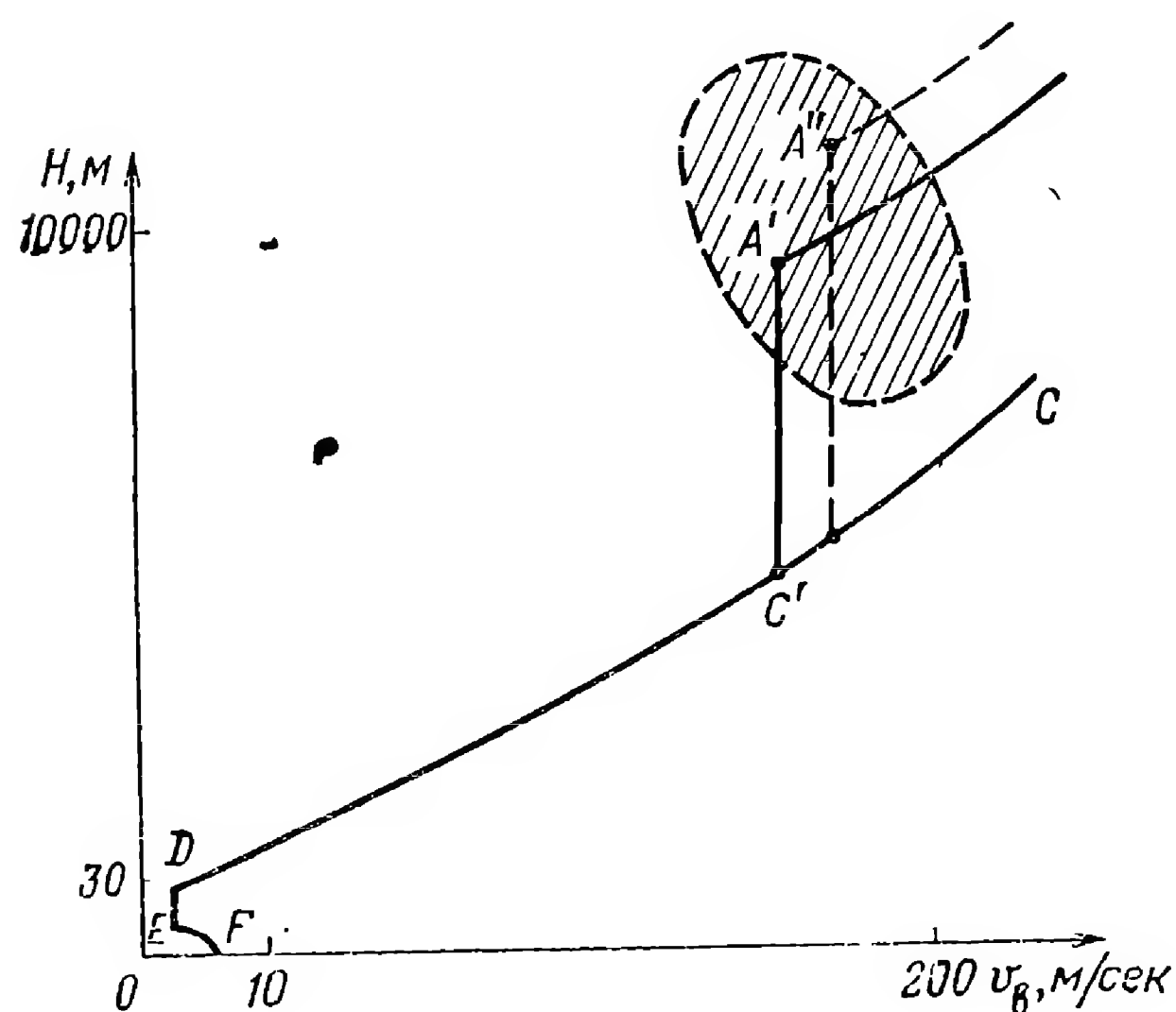


Рис. 7.18. Номинальная фазовая траектория (профиль) мягкой посадки космического аппарата.

Луны по команде с Земли или от бортового радиовысотомера больших высот (который сбрасывается после выдачи команды) включается основная тормозная двигательная установка (ТДУ). Предварительно с помощью двигателей малой тяги космический аппарат ориентируется так, чтобы направление тяги ТДУ было противоположно скорости аппарата. К концу работы ТДУ основная часть скорости оказывается погашенной, ТДУ сбрасывается и дальнейшее уменьшение скорости и необходимая ориентация осуществляются с помощью нескольких

(например, трех) двигателей малой тяги. К моменту сброса ТДУ соотношение величин вертикальной скорости и высоты характеризуется одной из точек, например точкой A' или A'' , внутри эллипса рассеяния (рис. 7.18). Рассеяние значений вертикальной скорости и высоты обусловлено неточностью момента включения ТДУ, разбросом времени выгорания топлива, отклонениями величины тяги. Для исключения этих ошибок тяга двигателей, начиная, например, с точки A' , автоматически регулируется так, чтобы придать аппарату ускорение, близкое по величине и противоположное по направлению местному ускорению силы тяжести. В результате космический аппарат снижается по инерции с почти постоянной скоростью на участке $A'C'$. До момента достижения аппаратом точки C' начинают работать доплеровский измеритель скорости и радиовысотомер. В момент достижения точки C' , лежащей на номинальной фазовой траектории посадки, контур автономного радиуправления посадкой замыкается, и тяга двигателей увеличивается и регулируется так, чтобы выдерживались необходимые (номинальные) соотношения между вертикальной скоростью и высотой (участок $C'D$). На участке DE исключаются ошибки по высоте относительно посадочного участка поверхности. Это делается при изменении тяги двигателей, как и на участке $A'C'$.

Прекращение работы системы управления (выключение двигателей) соответствует точке E , после чего под действием силы притяжения происходит незначительное возрастание скорости и мягкий контакт космического аппарата с поверхностью (точка F).

Рассмотрим работу контура автономного радиуправления на участке фазовой траектории $C'D$. Примем, что на этом участке движение космического аппарата должно быть равномерно-замедленным. При таком движении участок CD описывается соотношением [53]:

$$H - H_D = \frac{v_B^2 - v_{BD}^2}{2(\omega_0 - g_L)}, \quad (7.5.4)$$

где H — текущая высота; H_D — высота в точке D ; v_B — текущая вертикальная скорость; v_{BD} — вертикальная скорость в точке D ; ω_0 — номинальное ускорение космического аппарата от действия сил тяги его двигателей; g_L — ускорение силы тяжести вблизи поверхности Луны.

Номинальное значение вертикальной скорости для данной высоты H , как следует из уравнения (7.5.4), определяется следующей функциональной зависимостью:

$$v_B(H) = \sqrt{2(\omega_0 - g_L)(H - H_D) + v_{BD}^2}. \quad (7.5.5)$$

В частности, в точке C' фазовой траектории удовлетворяется уравнение

$$v_{BC'} = \sqrt{2(\omega_0 - g_L)(H_{C'} - H_D) + v_{BD}^2} = 0. \quad (7.5.6)$$

Для удержания космического аппарата на участке $C'D$ при возникновении рассогласования между фактическим и номинальным значениями вертикальной скорости должно изменяться ускорение аппарата ω_a , создаваемое тягой его двигателей. Это ускорение (и соответствующий сигнал на изменение тяги двигателей) в простейшем случае связано с рассогласованием по скорости линейным законом:

$$\omega_a = \omega_0 + \kappa_a \Delta v_B, \quad (7.5.7)$$

где рассогласование по скорости

$$\Delta v_B = v_B - v_B(H), \quad (7.5.8)$$

а κ_a — коэффициент пропорциональности [1/сек].

Упрощенная функциональная схема системы автономного радиуправления космическим аппаратом при мягкой посадке приведена на рис. 7.19. Высота H контролируется радиовысотомером, фактическое ускорение от тяги двигателей ω_a — акселерометром, вертикальная скорость v_B — доплеровским измерителем скорости. Высотомер играет роль датчика текущей высоты, оценка которой u_H^* поступает в бортовое вычислительное устройство. Акселерометр выполняет функцию датчика ускорения от тяги двигателей в контуре стабилизации номинального ускорения. Доплеровский измеритель

скорости входит в качестве радиозвена во внешний контур системы управления; оценка скорости $u_{v_B}^*$ поступает также в бортовое вычислительное устройство (пунктир на рис. 7.19). Выходной величиной системы будем считать вертикальное ускорение космического аппарата w_B , которое он получает в результате действия разности сил: силы тяги двигателей и силы гравитационного притяжения, следовательно,

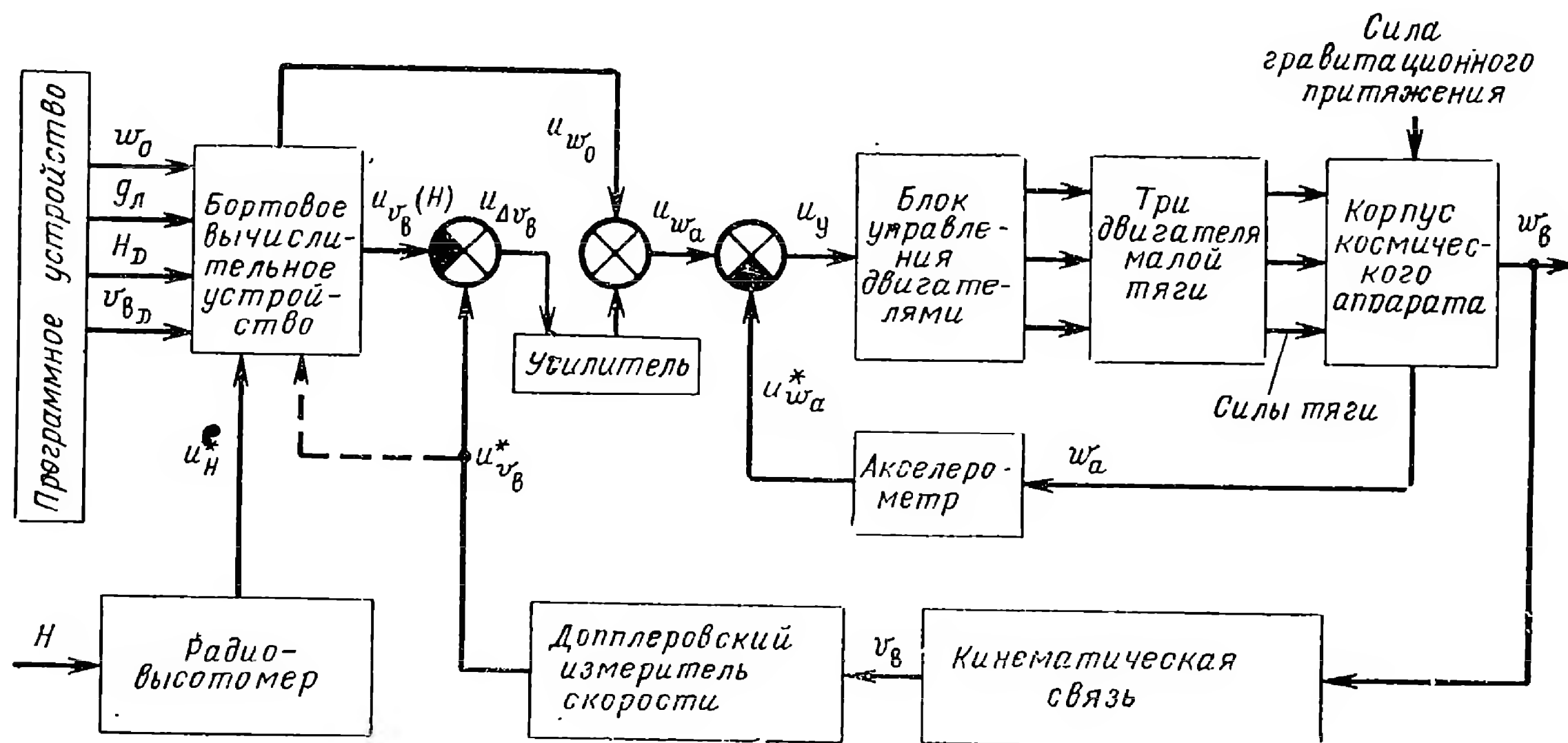


Рис. 7.19. Функциональная схема системы автономного радиуправления космическим аппаратом при мягкой посадке.

$w_B = w_a - g_{\text{л}}$. Вертикальное ускорение и вертикальная скорость аппарата связаны между собой соотношением

$$v_B(t) = v_{B_{C'}} - \int_{t_{C'}}^t w_B(t) dt,$$

где $v_{B_{C'}}$ и $t_{C'}$ — вертикальная скорость и момент времени, соответствующие точке C' фазовой траектории. Это соотношение определяет кинематическую связь между w_B и v_B , замыкающую внешний контур управления.

Работа контура начинается в момент выполнения в бортовом вычислительном устройстве равенства

$$v_{B_{C'}}^* - \sqrt{2(w_0 - g_{\text{л}})(H_{C'}^* - H_D) + v_{B_D}^2} = 0,$$

записанного по уравнению (7.5.6). Требуемое значение вертикальной скорости, отображенное на рис. 7.19 напряжением $u_{v_B}(H)$, формируется по оценке высоты u_H^* и программным величинам w_0 , $g_{\text{л}}$, H_D , v_{B_D} в соответствии с зависимостью (7.5.5). Напряжение $u_{v_B}(H)$ сравнивается с оценкой вертикальной скорости $u_{v_B}^*$, в результате чего, в соответствии с разностью (7.5.8), образуется сигнал рассогласования

по скорости $u_{\Delta v_B}$. Этот сигнал усиливается (коэффициент усиления численно равен κ_a), а затем суммируется с сигналом номинального ускорения u_{w_0} , как это отражено формулой (7.5.7). Полученное напряжение u_{w_a} , соответствующее требуемому ускорению от тяги двигателей, сравнивается с оценкой фактического ускорения от тяги $u_{w_a}^*$, полученной с акселерометра. В результате формируется управляющий сигнал u_y на изменение тяги, поступающий в блок управления двигателями.

В общем случае в процессе мягкой посадки направление вектора скорости космического аппарата отклонено от лунной вертикали, т. е. аппарат снижается не вертикально к поверхности, а по наклонной криволинейной траектории. Поэтому кроме высоты и вертикальной составляющей скорости в процессе посадки необходимо контролировать и горизонтальную составляющую скорости и к моменту посадки обеспечить гашение обеих составляющих. Если при этом в процессе посадки вектор тяги совмещается с продольной осью аппарата и направляется противоположно вектору скорости, то к моменту посадки аппарат займет вертикальное положение.

РАДИОТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. РАДИОВЗРЫВАТЕЛИ

§ 8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И СТРУКТУРА РАДИОТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Радиотелемеханической системой называется совокупность устройств, предназначенных для управления состоянием и работой различных приборов и агрегатов. Такие системы находят широкое применение как в оборонной технике, так и в народном хозяйстве.

В комплексах летательных аппаратов радиотелемеханические системы используются для управления бортовыми приборами и агрегатами, а также состоянием летательных аппаратов в целом. Такое управление осуществляется подачей на исполнительные устройства приборов и агрегатов (объектов управления) соответствующих команд. Команды формируются на основе контроля (измерения) некоторой в общем случае многомерной величины $\vec{\gamma}(t)$, которая непосредственно или косвенно характеризует либо условия, в которых находится объект управления, либо текущее состояние объекта. Для осуществления такого контроля в состав радиотелемеханических систем включаются либо те или иные радиоизмерительные устройства, либо датчики — преобразователи неэлектрических величин в электрические. Формирование команд осуществляется в решающих устройствах, которые в простейших случаях представляют собой схемы сравнения и реле, а в более сложных — счетно-решающие приборы и системы обработки результатов измерений. Команда поступает на управляемый объект через исполнительное устройство. Исполнительные устройства могут быть самыми разнообразными как по принципу действия, так и по сложности. Так, например, в качестве исполнительных устройств используются: электронные и электромеханические реле, стоящие в исполнительных цепях электродетонатора или в цепях включения и выключения бортовых приборов, устройства, управляющие направлением оси бортовой антенны, устройства систем ориентации корпуса летательного аппарата и т. д. Соответственно в радиотелемеханических системах находят применение как функциональные (служебные), так и количественные команды (см. гл. 4).

Будем различать автономные и неавтономные радиотелемеханические системы. В первых команды формируются на борту летательного аппарата, во вторых — на пункте управления и передаются на борт летательного аппарата по командной радиолинии.

Автономные радиотелемеханические системы обычно осуществляются как системы, предназначенные для выполнения в комплексе летательного аппарата определенных разовых функций. Эти функции выполняются по разовым командам в реальном масштабе времени; они имеют разовый и необратимый характер, т. е. исполняются один раз, в результате чего управляемый объект переходит в такое состояние, из которого не может вернуться к исходному. Обратная связь в подобных радиотелемеханических системах обычно отсутствует. Функциональная схема автономной радиотелемеханической системы приведена на рис. 8.1. Измеряемая, монотонно нарастающая (или убывающая) величина $\gamma(t)$ непрерывно воспринимается бортовым радиоизмерительным устройством. Результат измерения

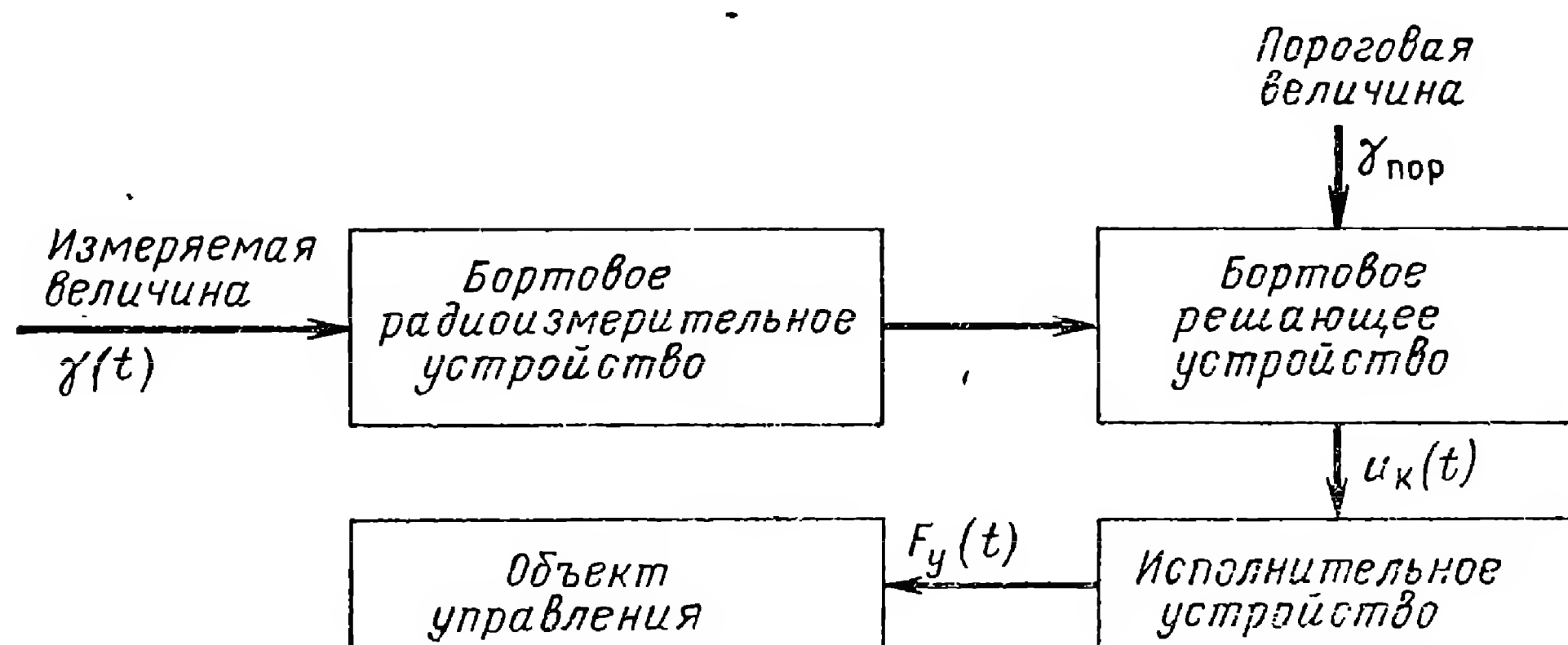


Рис. 8.1. Функциональная схема автономной радиотелемеханической системы.

обрабатывается в бортовом решающем устройстве и сравнивается с некоторой пороговой величиной $\gamma_{пор}$. В момент совпадения этих величин ($\gamma(t) = \gamma_{пор}$) выдается разовая команда $u_k(t)$ в виде скачка напряжения или в виде импульса, поступающая на исполнительное устройство. С выхода исполнительного устройства осуществляется управляющее воздействие $F_y(t)$ на объект управления.

Примером автономной радиотелемеханической системы с разовой командой в реальном масштабе времени является радиовзрыватель (см. § 8.2). Здесь исполнительное устройство — электродетонатор, а объект управления — боевой заряд. В качестве другого примера можно привести автономную систему включения тормозной двигательной установки при мягкой посадке космического аппарата на Луну [25, 60]. Разовая команда включения этой установки формируется с помощью бортового радиовысотомера. Контролируемой величиной является высота $H(t)$ над радиоориентиром — поверхностью Луны, пороговой величиной — заданная высота $H_{пор}$, а объектом управления — тормозная двигательная установка. Возможны также автономные радиотелемеханические системы, в которых команды выполняются по временной программе.

Неавтономные радиотелемеханические системы осуществляются как без обратной связи (рис. 8.2), так и с обратной связью (рис. 8.3). В обоих случаях на пункте управления

принимается решение о формировании команды и осуществляется ее формирование. Сформированная команда $u_{к'}(t)$ в реальном масштабе времени (рис. 8.2) или через программно-временное устройство (рис. 8.3) поступает на вход радиоканала разовой команды или командной радиолинии, а затем передается на борт летательного аппарата.

Неавтономные радиотелемеханические системы без обратной связи по выполняемым функциям обычно аналогичны автономным радиотелемеханическим системам. Однако радиоизмерительное устройство, контролирующее величину $\vec{\gamma}(t)$, находится здесь на пункте управления.

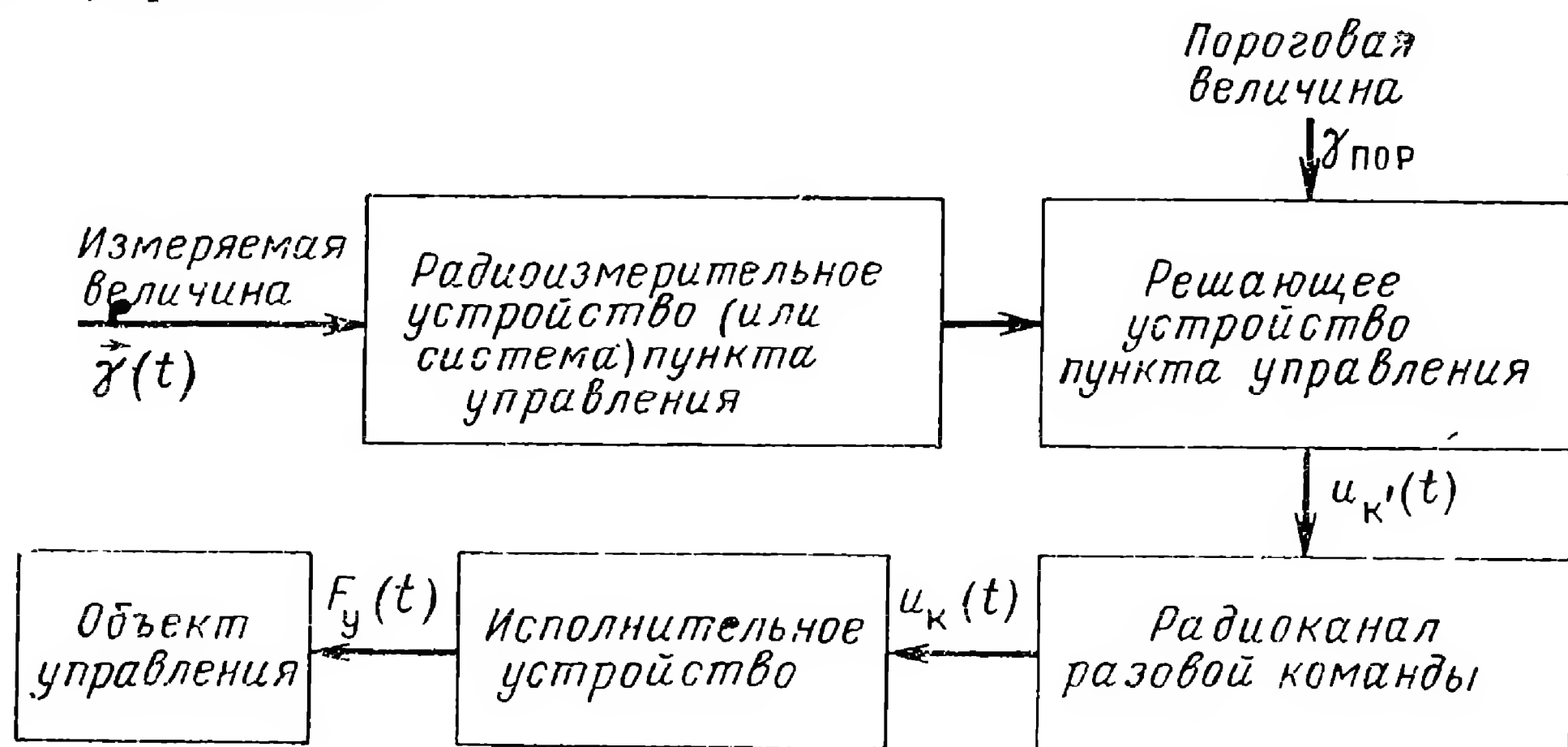


Рис. 8.2. Функциональная схема неавтономной радиотелемеханической системы.

Примером неавтономной радиотелемеханической системы без обратной связи может служить радиосистема выключения двигателя баллистической ракеты при ее пуске на заданную дальность [26]. Такая система включает в себя: радиосистему траекторных измерений на активном участке траектории, решающее устройство, радиоканал разовой команды, исполнительное устройство выключения двигателя и объект управления — ракетный двигатель.

С помощью радиосистемы траекторных измерений в процессе движения баллистической ракеты на активном участке контролируются шесть параметров движения, так что $\vec{\gamma}(t) = \{\gamma_1(t); \gamma_2(t); \dots; \gamma_6(t)\}$ (гл. 2).

Полученные оценки значений этих параметров поступают в решающее устройство, где используются для непрерывного вычисления дальности полета ракеты $L(t) \equiv L[\vec{\gamma}(t)]$. Под дальностью $L(t)$ понимается та дальность полета, которая имела бы место, если бы двигатель ракеты был выключен в момент t при имеющейся в этот момент совокупности контролируемых параметров $\vec{\gamma}(t)$. В процессе запуска происходит разгон ракеты, означающий такое изменение совокупности параметров движения $\vec{\gamma}(t)$, при котором дальность $L(t)$ возрастает. В решающем устройстве возрастающая функция $L(t)$ может непрерывно отображаться приборным аналогом $Y(t)$ и сравниваться с аналогом

заданной (пороговой) дальности полета $Y_{\text{пор}}$. Следовательно, в этом устройстве решается уравнение

$$Y(t) = Y_{\text{пор}}, \quad (8.1.1)$$

которое отображает уравнение дальностей $L(t) = L_{\text{пор}}$, где $L_{\text{пор}}$ — заданная дальность полета баллистической ракеты. Передача разовой команды обеспечивает выключение двигателя в момент времени, когда удовлетворяется уравнение (8.1.1).

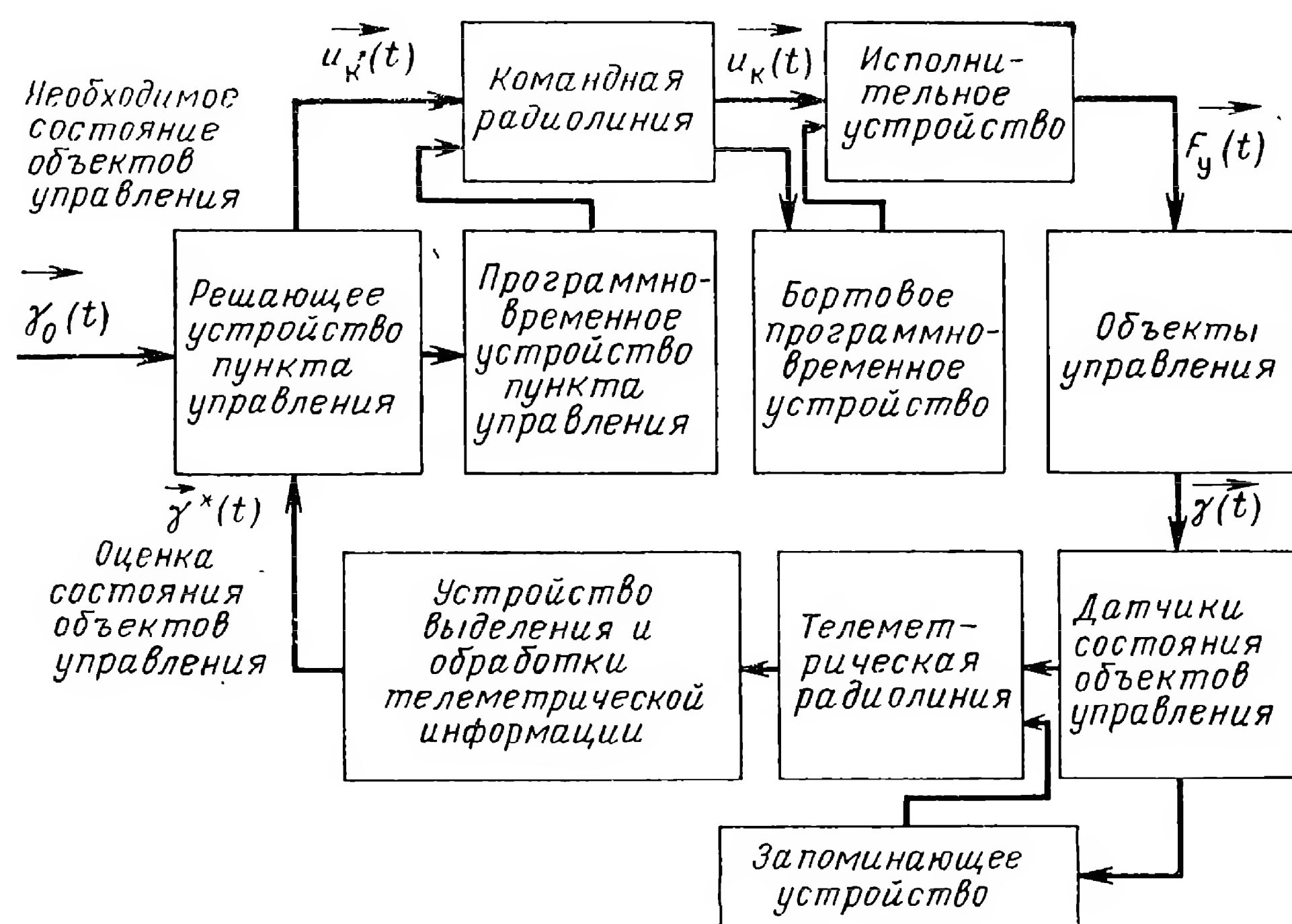


Рис. 8.3. Функциональная схема радиотелемеханической системы с обратной связью.

Выключение двигателя может осуществляться и в два-три этапа: на первых этапах в несколько раз снижается тяга двигателя, на последнем — двигатель выключается полностью. В этом случае на каждом этапе требуется формирование, передача и исполнение своей разовой команды. В случае же неудачного пуска ракеты, например при ее испытаниях, радиотелемеханическая система, подобная рассмотренной, может быть использована для аварийного подрыва ракеты.

В радиотелемеханических системах с обратной связью (рис. 8.3) информацию о состоянии и работе объектов управления — бортовых приборов и агрегатов — получают с помощью различного рода датчиков, устанавливаемых на борту летательного аппарата и связанных с контролируемыми величинами $\vec{y}(t)$. Полученные с датчиков и соответствующим образом обработанные величины поступают непосредственно или через запоминающее устройство на вход телеметрической радиолинии и передаются по ней на пункт управления. На пункте управления в устройстве выделения и обработки телеметрической информации получается оценка состояния

объектов управления $\vec{\gamma}^*(t)$, необходимая для осуществления требуемого управления бортовыми приборами и агрегатами. Формирование команд осуществляется в результате сравнения оценки $\vec{\gamma}^*(t)$ с величиной $\vec{\gamma}_0(t)$, задающей необходимое состояние объектов управления. Сформированные команды по командной радиолинии передаются на борт летательного аппарата и поступают на исполнительное устройство, воздействующее на объекты управления. Контур радиотелемеханического управления оказывается замкнутым. В зависимости от решаемых задач, такое управление осуществляется либо как следящее, либо как корректирующее.

Применение радиотелемеханических систем с обратной связью наиболее характерно для управления бортовой аппаратурой космических аппаратов (гл. 2, рис. 2.10). В качестве конкретного примера подобных систем приведем систему ориентации и стабилизации углового положения оси вращения ИСЗ [79]. Такая система может быть использована, например, для правильной ориентации солнечных батарей, при фотографировании звезд. Информация о фактическом положении оси ИСЗ (два угла) с выхода датчиков углов с помощью радиотелеметрической системы передается на наземный командно-измерительный пункт. При отличии полученных оценок углов от заданных величин на командно-измерительном пункте формируются и запоминаются соответствующие команды, которые во время очередного сеанса связи передаются по двум каналам командной радиолинии на борт ИСЗ. Исполнительными устройствами системы могут быть реактивные двигатели ориентации, двигатели-маховики, моментный магнитопривод [79]. Если время на осуществление ориентации и стабилизации оси ИСЗ не слишком ограничено, а конструкция исполнительного устройства должна быть простой, предпочтителен моментный магнитопривод — катушка с током, укрепленная на корпусе ИСЗ. Пропускание в соответствии с командами тока по катушке приводит вследствие взаимодействия магнитных полей катушки и Земли к возникновению вращающих моментов, приложенных к корпусу ИСЗ, и коррекции углового положения оси ИСЗ. Задачей решающего устройства командно-измерительного пункта в рассматриваемом случае является вычисление (на основе контроля параметров орбиты ИСЗ и учета изменений магнитного поля Земли) упрежденных моментов включения и выключения катушки магнитопривода, формирование и запоминание соответствующих команд для управления по двум каналам.

Не следует смешивать радиотелемеханические системы с системами командного радиоуправления летательными аппаратами, поскольку в целом они отличаются по цели управления, а в частных случаях — либо характером процесса управления, либо составом систем. В радиотелемеханических системах цель управления — изменение состояния или управление работой того или иного прибора или агрегата; в системах командного радиоуправления — управление движением центра масс летательного аппарата (управление полетом). В радиотелемеханических системах без обратной связи управление осущест-

вляется по разовым командам (т. е. не является ни следящим, ни корректирующим), однако в состав подобных систем входят радиоустройства, характерные для систем командного радиоуправления; в радиотелемеханических системах с обратной связью, наоборот, совпадает характер процесса управления (следящее или корректирующее), но в состав систем вместо радиоизмерительных устройств (радиовизиров) входят датчики состояния объектов управления. Во всех радиотелемеханических системах отсутствуют кинематические звенья.

При оценке качества работы радиотелемеханических систем без обратной связи во многих случаях необходимо учитывать точность «привязки» по времени момента срабатывания исполнительного устройства. Например, необходимо достаточно точно обеспечить во времени исполнение разовой команды выключения двигателя баллистической ракеты при ее пуске на заданную дальность, обеспечить своевременное включение электродетонатора при срабатывании радиовзрывателя.

При этом следует учитывать, что управляющее воздействие будет формироваться с некоторым запаздыванием. Полное время запаздывания складывается из времени распространения радиоволн, времени обработки сигналов при приеме, а также времени формирования в решающем устройстве команды и времени срабатывания исполнительного устройства. Необходимо учитывать также воздействие помех на радиоизмерительные устройства и радиоканалы передачи разовых команд. Помехи могут быть причиной случайных смещений (рассеяния) моментов срабатывания исполнительного устройства. В некоторых случаях воздействие помех может полностью нарушить работу радиотелемеханической системы. В этих условиях качество работы радиотелемеханической системы удобно характеризовать вероятностью правильного срабатывания исполнительного устройства в заданном интервале времени. Пример расчета подобной вероятности дается в § 8.2.

При анализе радиотелемеханических систем с обратной связью используются те же методы, что и при анализе замкнутых контуров систем радиоуправления летательными аппаратами; эти методы рассмотрены в предыдущих главах.

§ 8.2. РАДИОВЗРЫВАТЕЛИ

Р а д и о в з р ы в а т е л ь представляет собой радиотелемеханическую систему, предназначенную для выработки разовой команды на подрыв боевого заряда, которым снабжен управляемый снаряд. Применение радиовзрывателей повышает вероятность поражения цели, что приводит к увеличению эффективности всего комплекса радиоуправления снарядом. Повышение вероятности поражения объясняется тем, что при использовании радиовзрывателей (неконтактных взрывателей) не требуется прямого попадания снаряда в цель для ее поражения (см. § 1.7).

Радиовзрыватели выполняются так, чтобы момент взрыва был наиболее выгодным для поражения цели. Этот момент определяется рядом факторов, таких как вид боевого заряда, характер взаимного движения снаряда и цели, тип цели.

В случае изотропного (ненаправленного) боевого заряда момент взрыва может соответствовать моменту достижения снарядом некоторой дальности, не превышающей радиуса поражающего действия боевого заряда. В этом случае в процессе сближения (встречи) снаряда и цели радиовзрывателем должна контролироваться дальность между снарядом и целью при любом их взаимном положении.

В случае анизотропного (направленного) боевого заряда кроме дальности требуется контролировать и угловую координату цели относительно снаряда с тем, чтобы в момент взрыва направление наибольшего поражающего действия боевого заряда было совмещено с направлением на цель.

Момент формирования команды на подрыв заряда может соответствовать и моменту минимальной дальности между снарядом и целью; в этом случае необходимо измерять производную от дальности (относительную радиальную скорость) и осуществлять взрыв в момент достижения измеряемой величиной пулевого значения. Поскольку при этом цель оказывается приблизительно под прямым углом относительно продольной оси снаряда, в рассматриваемом случае может быть применен не только изотропный, но и анизотропный боевой заряд.

Построение радиовзрывателей соответствует функциональным схемам радиотелемеханических систем без обратной связи (рис. 8.1, 8.2). Контролируемыми величинами здесь являются дальность, относительная радиальная скорость между снарядом и целью или угол, характеризующий положение цели относительно снаряда.

Все радиовзрыватели по месту формирования команды подрыва можно разделить на автономные и неавтономные, по способу формирования команды — на простые и комбинированные, по месту расположения источника излучения — на активные, полуактивные и пассивные.

В автономных радиовзрывателях команда формируется на борту снаряда в соответствии со схемой рис. 8.1. Источник радиоизлучения может быть расположен как на борту управляемого снаряда (активные радиовзрыватели), так и вне его — на пункте управления, с которого ведется «подсвет» цели (полуактивные радиовзрыватели), или на самой цели (пассивные радиовзрыватели). Большее распространение в силу тактических преимуществ получили активные автономные радиовзрыватели. Такие радиовзрыватели с ненаправленными антеннами обычно сочетаются с изотропными боевыми зарядами, а радиовзрыватели с направленными антеннами — с анизотропными боевыми зарядами. Информация о дальности, относительной радиальной скорости или угловом положении цели заключена в том или другом параметре радиосигнала. В момент достижения параметром пороговой величины решающее устройство выдает разовую команду на исполнительное устройство—электродетонатор. В качестве используемых параметров радиосигналов могут быть, например, временное запаздывание принятых импульсов относительно излученных (импульсные радиовзрыватели), частота биений между принятым и опорным сигналами (радиовзрыватели с частотной модуляцией), доплеровский сдвиг частоты принятого сигнала (доплеровские радиовзрыватели). Подобные радиовзрыватели как бортовые радиоустройства в схемном исполнении должны быть достаточно просты. С целью упрощения схемы, например, в доплеровских радиовзрывателях возможно совместить функции передатчика и приемника в единой схеме, действующей по принципу автодина. В такой схеме во входных цепях радиовзрывателя образуются биения между генерируемым и принимаемым сиг-

налами. После детектора выделяется низкочастотная составляющая биений, частота которой определяется доплеровским сдвигом, пропорциональным относительной радиальной скорости [80].

Наряду с отраженным от цели радиосигналом автономные радиовзрыватели будут принимать и радиопомехи, излучаемые целью или другими источниками. Еще до момента начала приема отраженного от цели сигнала радиопомехи, приходящие с различных направлений, могут воздействовать на радиовзрыватель по боковым лепесткам диаграммы направленности его антенны. При заметном уровне боковых лепестков, значительной мощности радиопомехи и сходству ее структуры со структурой радиосигнала это может привести к образованию ложной команды и преждевременному срабатыванию радиовзрывателя. Организация такой помехи является эффективным средством борьбы с управляемыми снарядами, снабженными радиовзрывателями. Поэтому при проектировании радиовзрывателей большое внимание уделяется использованию методов, уменьшающих вероятность образования ложной команды.

Характерными условиями применения автономных радиовзрывателей являются: малые дальности действия, соизмеримые с размерами цели; кратковременность всего цикла работы из-за больших относительных скоростей движения снаряда и цели; наличие естественных и организованных радиопомех.

В неавтономных радиовзрывателях команда подрыва формируется на пункте управления и передается на управляемый снаряд по радиоканалу разовых команд. Этому случаю соответствует схема рис. 8.2. Радиовизеры пункта управления должны весьма точно определять координаты управляемого снаряда и цели с тем, чтобы к моменту сближения снаряда и цели на достаточно малое расстояние сформировать разовую команду. При этом, однако, технически трудно обеспечить точный контроль быстро изменяющихся взаимных условий встречи снаряда и цели для выбора наиболее выгодного направления действия боевого заряда. Поэтому неавтономные радиовзрыватели сочетаются с изотропными боевыми зарядами [11]. Преимуществом подобных радиовзрывателей может быть высокая помехозащищенность, поскольку в радиовизирах на пункте управления имеется больше возможностей для отделения полезных сигналов от помех.

В рассмотренных примерах радиовзрыватели имели лишь один информационный канал. В комбинированных радиовзрывателях используется два или более информационных канала, и команда подрыва формируется по определенному алгоритму. Например, формирование команды с учетом условий встречи снаряда и цели может осуществляться бортовой аппаратурой (информационный канал по схеме рис. 8.1), а предварительное включение радиовзрывателя и взведение электродетонатора — по двум последовательным разовым командам, передаваемым с пункта управления (по схеме рис. 8.2) [6]. Команда на подрыв боевого заряда с помощью такого радиовзрывателя выдается лишь при наличии и определенной последовательности во времени трех отмеченных команд. Предварительные команды возможно формировать и на борту снаряда, например, используя данные о взаим-

ном движении снаряда и цели от системы самонаведения [6]. Однако при реализации такого метода необходимо учитывать прекращение действия системы самонаведения в пределах мертвой зоны, где как раз и должен работать радиовзрыватель.

Принцип комбинирования может осуществляться также и путем совместного формирования команд от двух и более радиовзрывателей, обладающих разными радиотехническими характеристиками, или путем объединения радиотехнического и нерадиотехнического (например, оптического) взрывателей. Основным преимуществом применения комбинированных радиовзрывателей по сравнению с простыми является меньшая вероятность образования ложной команды, вызывающей преждевременный подрыв, а следовательно, большая вероятность поражения цели.

Основные требования к радиовзрывателям вытекают в первую очередь из необходимости обеспечить достаточно высокую вероятность поражения цели. Эта вероятность зависит от качества согласования области срабатывания радиовзрывателя с областью поражения цели боевым зарядом (см. ниже). Вероятность поражения цели зависит также от надежности радиовзрывателя, которая определяется как вероятностью выхода из строя узлов и элементов его схемы, так и вероятностью ложного срабатывания из-за электрических наводок и внутренних шумов. Существенным является требование высокой помехоустойчивости. Помехоустойчивость радиовзрывателя можно характеризовать, например, средней мощностью помехи на входе его приемника, при которой резко возрастает вероятность преждевременного срабатывания. К радиовзрывателям боевых зарядов предъявляется также требование безопасности обслуживания, удовлетворяемое введением разного рода предохранителей. Очевидно, что также важны и обычные требования к уменьшению веса, габаритов, потребляемой мощности.

Рассмотрим функциональные схемы и принципы действия некоторых активных автономных радиовзрывателей.

На рис. 8.4 приведена функциональная схема и м п у л ь с н о - г о р а д и о в з р ы в а т е л я, а на рис. 8.5 — временные диаграммы напряжений, поясняющие процесс его работы. Передатчик радиовзрывателя, включенный по предварительной команде, излучает (начиная с момента $t_{изл}$) радиоимпульсы длительностью τ_n , следующие друг за другом с периодом T_n (рис. 8.5, а). После того, как цель попадает в диаграмму направленности антенн радиовзрывателя, приемник воспринимает отраженные импульсы (рис. 8.5, б), запаздывающие относительно излучаемых на время $\tau_{\text{эл}} = 2r_{\text{ц}}/c$, где $r_{\text{ц}}$ — расстояние между снарядом и целью. Из-за быстрого уменьшения расстояния между снарядом и целью величина запаздывания от периода к периоду заметно уменьшается, а амплитуда импульсов увеличивается. Полное число принятых отраженных импульсов зависит от длительности прохождения цели через диаграмму направленности антенн радиовзрывателя и величины периода повторения T_n .

С выхода приемника видеоимпульсы (рис. 8.5, в) поступают на схему совпадения, куда поступают также и стробирующие импульсы

(рис. 8.5, г) длительностью $\tau_{стр}$, задержанные относительно излучаемых на постоянное время $\tau_3 \geq \tau_{и}$. Схема совпадения в простейшем случае пропускает видеоимпульсы, только начиная с момента t_0 (рис. 8.5, д).

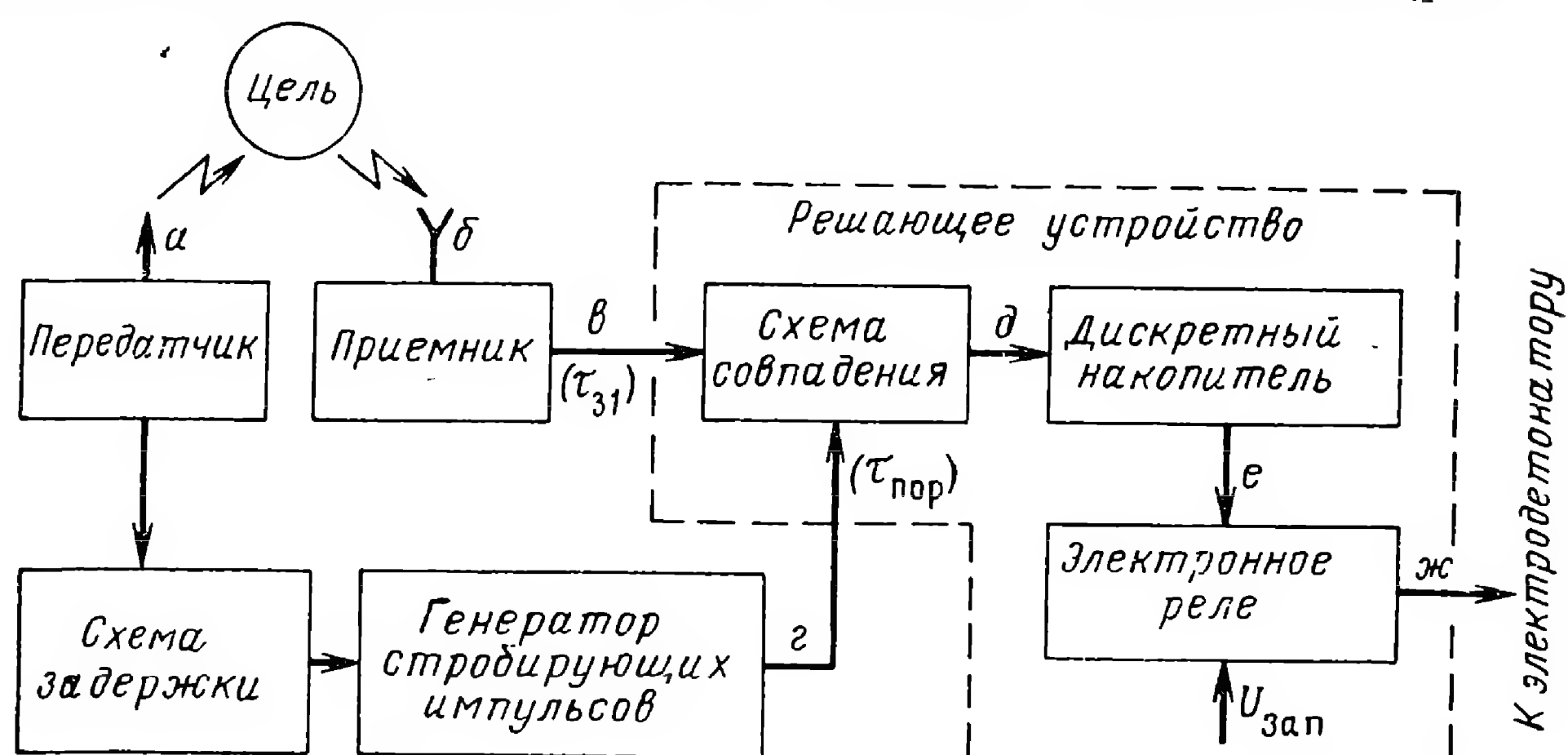


Рис. 8.4. Функциональная схема импульсного радиовзрывателя.

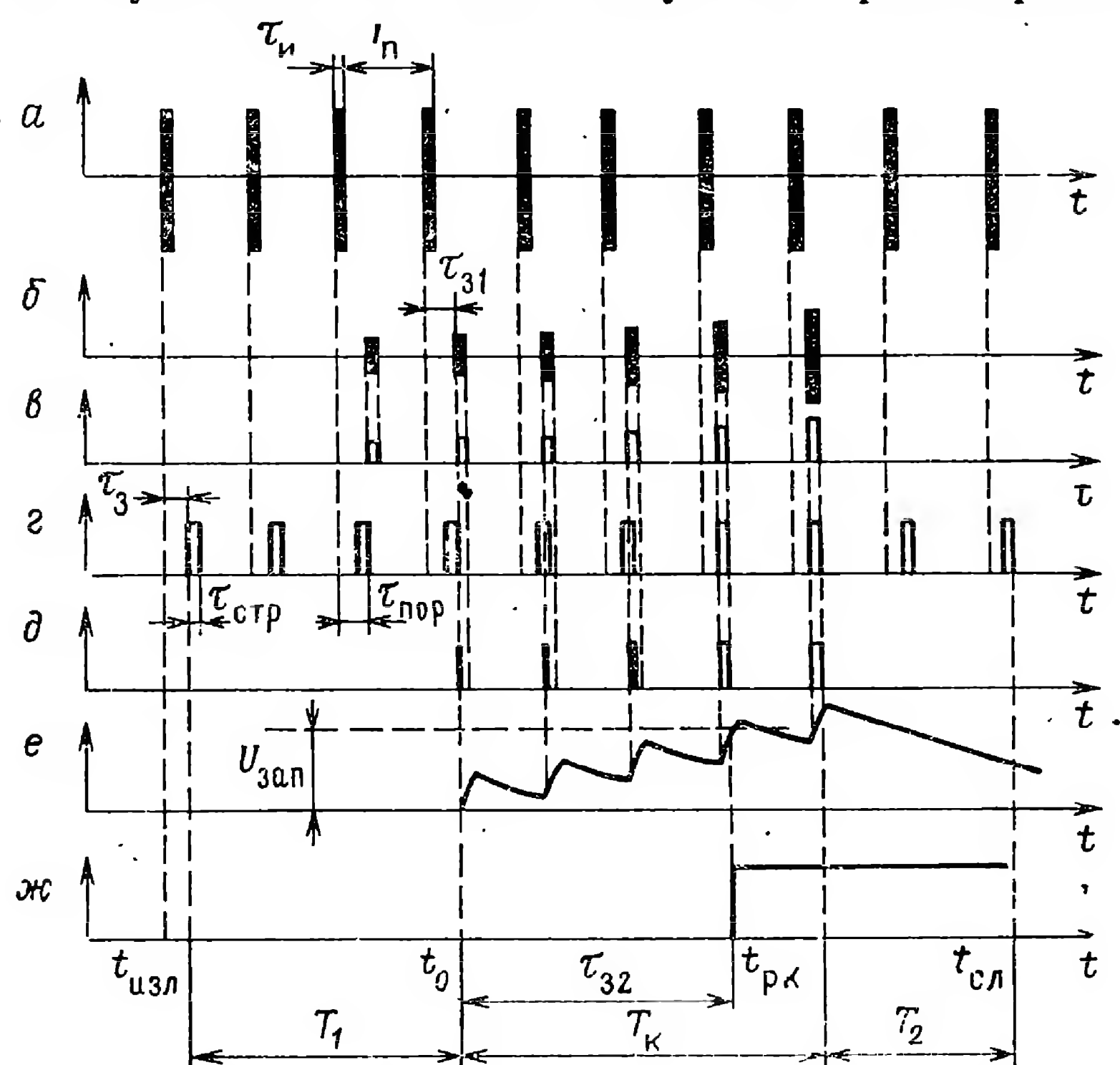


Рис. 8.5. Временные диаграммы напряжений, поясняющие процесс работы импульсного радиовзрывателя.

Этот момент соответствует некоторому пороговому запаздыванию, которое задается выражением

$$\tau_{пор} = \tau_3 + \tau_{стр}, \quad (8.2.1)$$

когда оказывается, что $\tau_{31} < \tau_{пор}$. Пороговое запаздывание определяет соответствующую пороговую дальность действия радиовзрывателя $r_{пор}$, причем

$$r_{пор} = \frac{c}{2} \tau_{пор}, \quad (8.2.2)$$

где c — скорость распространения радиоволн. В идеальных условиях можно было бы формировать команду подрыва по одному отраженному импульсу. Однако в реальных условиях так делать нельзя, поскольку при этом радиовзрыватель сработает даже от одиночного импульса помехи. Поэтому из импульсов с выхода схемы совпадения в дискретном накопителе на интервале T_k формируется ступенчато-нарастающее напряжение (рис. 8.5, е). Когда это напряжение превысит порог записывания $U_{зап}$ электронного реле, электродетонатор сработает. В результате в момент $t_{рк}$ (рис. 8.5, ж) формируется команда подрыва с задержкой относительно момента появления первого импульса с выхода схемы совпадения на величину $\tau_{з2} = nT_{п}$, где n — число накапливаемых импульсов. Такая схема уменьшает вероятность преждевременного ложного срабатывания от помех, которое может произойти в течение интервала времени T_1 (и начальной части интервала T_k).

Оценим вероятность p_{T_1} преждевременного ложного срабатывания радиовзрывателя на интервале T_1 , а также выигрыш по помехоустойчивости, получаемый при использовании схемы дискретного накопителя. Примем, что на радиовзрыватель воздействует хаотическая импульсная помеха (ХИП) со средним числом $z_{пх}$ импульсов в секунду, распределенная во времени по закону Пуассона (3.1.1).

В отсутствие дискретного накопителя вероятность преждевременного ложного срабатывания радиовзрывателя равна вероятности попадания импульсов помехи хотя бы в один интервал $\tau_{стр}$ за время T_1 . Поскольку вероятность непадения импульсов помехи в один строб длительностью $\tau_{стр}$ равна $e^{-z_{пх} \tau_{стр}}$, а вероятность непадения импульсов в $T_1/T_{п}$ стробов за время T_1 выражается как $e^{-\frac{T_1}{T_{п}} z_{пх} \tau_{стр}}$, то вероятность попадания импульсов помехи хотя бы в один строб за время T_1 равна

$$p_{T_1} = 1 - e^{-\frac{T_1}{T_{п}} z_{пх} \tau_{стр}} \approx \frac{T_1}{T_{п}} z_{пх} \tau_{стр}, \quad (8.2.3)$$

если $z_{пх} \tau_{стр} \ll 1$, т. е. если в строб длительностью $\tau_{стр}$ практически может попасть лишь один импульс помехи.

При наличии дискретного накопителя преждевременное ложное срабатывание радиовзрывателя произойдет в том случае, когда под воздействием ХИП на интервале T_1 образуется хотя бы одна n -значная последовательность импульсов с равномерным появлением импульсов через время $T_{п}$. Эта вероятность подсчитывается следующим образом. Вероятность образования одной n -значной последовательности импульсов равна

$$p_n = (1 - e^{-z_{пх} \tau_{стр}})^n,$$

а вероятность ее необразования $1 - p_n$.

На интервале T_1 образование n -значной последовательности может иметь место, начиная с первого, со второго и т. д. до k -го строба, где

$$k = \frac{T_1 - (n-1)T_{п}}{T_{п}}.$$

Следовательно, вероятность необразования последовательности на всем интервале T_1 равна $[1 - p_n]^k$, а вероятность образования на этом интервале хо-

тя бы одной последовательности равна $1 - [1 - p_n]^k$. Таким образом, искомая вероятность выражается как

$$p'_{T_1} = 1 - [1 - (1 - e^{-z_{\text{пх}} \tau_{\text{стр}}})^n]^{\frac{T_1 - (n-1) T_{\text{п}}}{T_{\text{п}}}} \approx \frac{T_1}{T_{\text{п}}} (z_{\text{пх}} \tau_{\text{стр}})^n \quad (8.2.4)$$

если $T_1/T_{\text{п}} \gg n-1$; $z_{\text{пх}} \tau_{\text{стр}} \ll 1$.

Формулы (8.2.3), (8.2.4) позволяют оценить зависимость вероятности преждевременного срабатывания радиовзрывателя под воздействием ХИП от выбора его параметров $\tau_{\text{стр}}$, $T_{\text{п}}$, величины интервала времени T_1 . Эти формулы показывают также, что использование дискретного накопителя n импульсов снижает вероятность преждевременного срабатывания в $1/(z_{\text{пх}} \tau_{\text{стр}})^{n-1}$ раз. Например, при $z_{\text{пх}} = 10^5$ имп/сек, $\tau_{\text{стр}} = 10^{-6}$ сек, $n = 4$ вероятность преждевременного срабатывания снижается в 1000 раз.

Преждевременное ложное срабатывание радиовзрывателя может произойти не только при воздействии ХИП, но и при воздействии периодической импульсной помехи с периодом повторения, кратным величине $T_{\text{п}}$. Для защиты от подобной помехи в радиовзрывателях возможно применение сменных периодов повторения импульсов (см. гл. 3). В этих условиях организация ХИП оказывается более вероятной.

Воздействие помех на интервале $T_{\text{к}}$ может привести к подавлению команды и несрабатыванию радиовзрывателя. Но если уровень импульсов помехи значительно выше уровня отраженных импульсов, то при совпадении импульсов помехи и сигнала (даже при неблагоприятном соотношении фаз высокочастотного заполнения) все же не произойдет нарушения правильной работы радиовзрывателя: он сработает по импульсам помехи, и цель с определенной вероятностью будет поражена.

В случае, когда не произошло ни преждевременного, ни боевого срабатывания радиовзрывателя, снаряд должен быть ликвидирован. В этом случае радиовзрыватель срабатывает от бортового часового механизма в момент самоликвидации $t_{\text{сл}}$, т. е. через время $T_1 + T_{\text{к}} + T_2$ после открытия приемника (рис. 8.5).

Исходя из выражений (8.2.1) и (8.2.2), можно предположить, что рассматриваемый радиовзрыватель сработает при достижении поверхности сферы радиуса $r_{\text{пор}}$, окружающей цель. Однако так будет только при ненаправленной антенне радиовзрывателя, в предположении, что цель точечная, и при отсутствии дискретного накопителя. Практически эти условия не выполняются. В случае направленной антенны дополнительным условием срабатывания будет попадание цели в диаграмму, в результате чего радиовзрыватель сможет сработать не в любой точке сферы, окружающей цель, а лишь в определенной ее области. Картина срабатывания еще более усложнится, если учесть размеры, конфигурацию и характер движения цели, действие помехи, а также запыливание в дискретном накопителе.

Для обеспечения нормальной работы рассмотренного импульсного радиовзрывателя длительность импульсов при малых пороговых дальностях должна быть достаточно малой. Так, например, при $r_{\text{пор}} =$

30 м имеем $\tau_{\text{пор}} = 0,2$ мксек, поэтому длительность импульсов должна быть уменьшена до величины порядка 0,1 мксек. При меньших $r_{\text{пор}}$ потребуются еще более короткие импульсы, генерация и обработка которых становятся затруднительными.

Перейдем к рассмотрению радиовзрывателей, в которых применяется непрерывное излучение сигнала.

На рис. 8.6 приведена функциональная схема доплеровского радиовзрывателя с разделным выполнением передатчика и приемника.

Пусть передающая антенна такого радиовзрывателя питается напряжением

$$u_0(t) = U_0 \cos 2\pi f_0 t. \quad (8.2.5)$$

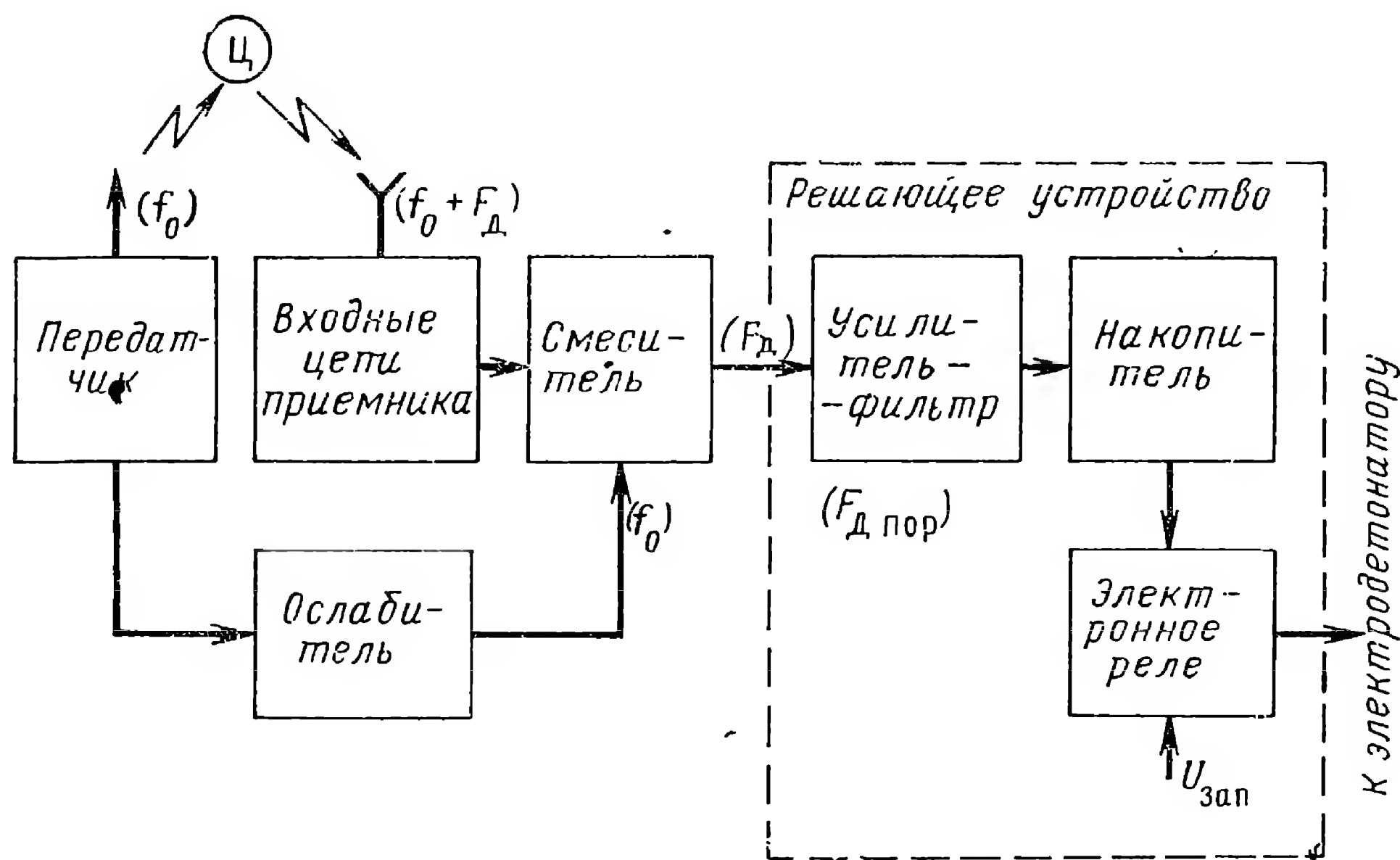


Рис. 8.6. Функциональная схема доплеровского радиовзрывателя.

При попадании цели в диаграмму направленности антенн начнется прием отраженного целью сигнала, и во входных цепях приемника появится высокочастотный сигнал

$$u_c(t) = U_c(t) \cos \{2\pi [f_0 t + \int F_d(t) dt] + \varphi_c\}, \quad (8.2.6)$$

где F_d — доплеровский сдвиг частоты; φ_c — начальная фаза.

Далее этот сигнал поступает на смеситель. В смесителе выделяется низкочастотный сигнал доплеровской частоты

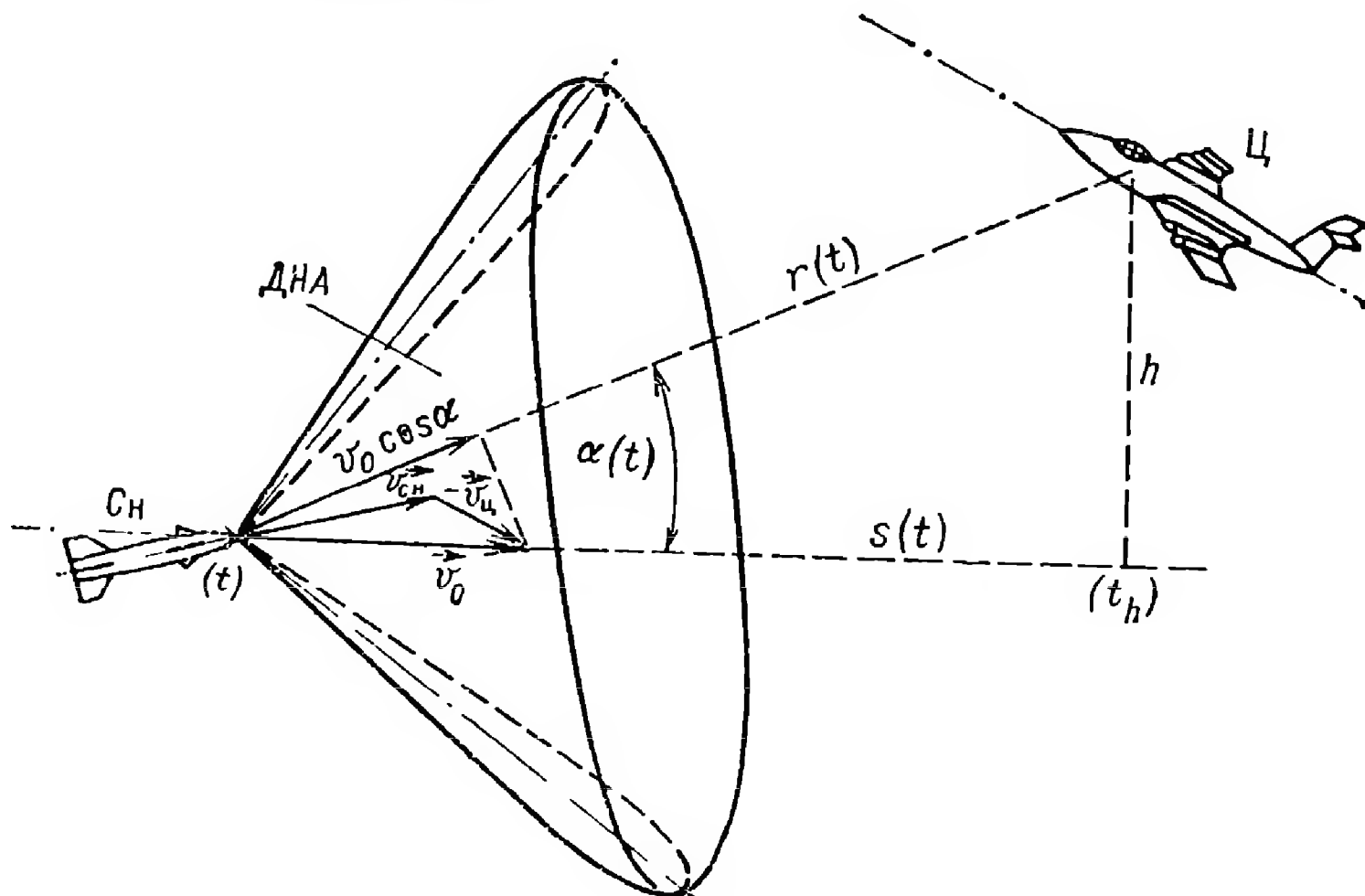
$$u_d(t) = U_d(t) \cos [2\pi \int F_d(t) dt + \varphi_c], \quad (8.2.7)$$

$U_d(t)$, $F_d(t)$ — огибающая и доплеровский частотный сдвиг, изменяющиеся во времени из-за взаимного движения снаряда и цели.

Характер зависимостей $U_d(t)$ и $F_d(t)$ выясним с помощью рис. 8.7, на котором показан процесс движения управляемого снаряда C_n относительно цели C . Там же изображен основной лепесток направленной воронкообразной диаграммы направленности антенн радиовзрывателя ДНА.

На рис. 8.7 обозначено:
 $\vec{v}_0 = \vec{v}_{сн} - \vec{v}_{ц}$ — относительная скорость снаряда и цели ($\vec{v}_{сн}$ — скорость снаряда; $\vec{v}_{ц}$ — скорость цели); $v_0 \cos \alpha$ — радиальная составляющая относительной скорости (скорость сближения); $\alpha(t)$ — угол между вектором относительной скорости и направлением снаряд — цель в момент t ; $r(t)$ — расстояние между снарядом и целью в момент t ; t_h — момент наибольшего сближения снаряда и цели; $s(t)$ — путь снаряда относительно цели за время $t_h - t$; при $v_0 \approx \text{const}$ $s(t) \approx v_0(t_h - t)$; h — промах.

Рис. 8.7. Геометрические соотношения в процессе встречи управляемого снаряда с целью.



Учитывая протяженный характер цели и направленность диаграммы антенны радиовзрывателя, можно считать, что мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна квадрату расстояния (напряжение сигнала обратно пропорционально расстоянию). Такая зависимость объясняется тем, что величина эффективной отражающей части поверхности, «вырезаемая» диаграммой антенн, пропорциональна второй степени расстояния (а не постоянна, как при точечной цели). Учтя также геометрические соотношения рис. 8.7, получим зависимость огибающей от времени в следующем виде

$$U_{\text{д}}(t) = \frac{\kappa}{r(t)} = \frac{\kappa}{\sqrt{h^2 + s^2(t)}} = \frac{\kappa}{\sqrt{h^2 + [v_0(t_h - t)]^2}}, \quad (8.2.8)$$

где κ — коэффициент, определяемый мощностью передатчика, усилением антенн и другими величинами, входящими в основную формулу радиолокации, а также усилением приемника радиовзрывателя.

Приближенно будем считать, что коэффициент κ в выражении (8.2.8) постоянен, пока цель находится в пределах основного лепестка диаграммы направленности.

Допплеровский сдвиг частоты также с учетом геометрических соотношений рис. 8.7 находится по формуле

$$F_{\text{д}}(t) = F_{\text{до}} \cos \alpha(t) = F_{\text{до}} \frac{s(t)}{r(t)} = F_{\text{до}} \frac{v_0(t_h - t)}{\sqrt{h^2 + [v_0(t_h - t)]^2}}, \quad (8.2.9)$$

где $F_{\text{до}} = \frac{2v_0}{c} f_0$.

Если бы диаграмма направленности антенны была изотропной, то характер зависимостей $U_d(t)$, $F_d(t)$ согласно (8.2.8) и (8.2.9) выглядел бы так, как показано на рис. 8.8 пунктиром (при двух величинах промахов h' , h'' и постоянной относительной скорости v_0). В момент t_h наибольшего сближения снаряда и цели уровень сигнала достигает максимума, а доплеровский сдвиг частоты проходит через нуль. Последнее обстоятельство позволяет использовать доплеровский радиовзрыватель с изотропной антенной для определения момента минимальной дальности между снарядом и целью. После момента t_h доплеровский сдвиг частоты становится отрицательным, поскольку начиная с этого момента происходит взаимное удаление снаряда и цели.

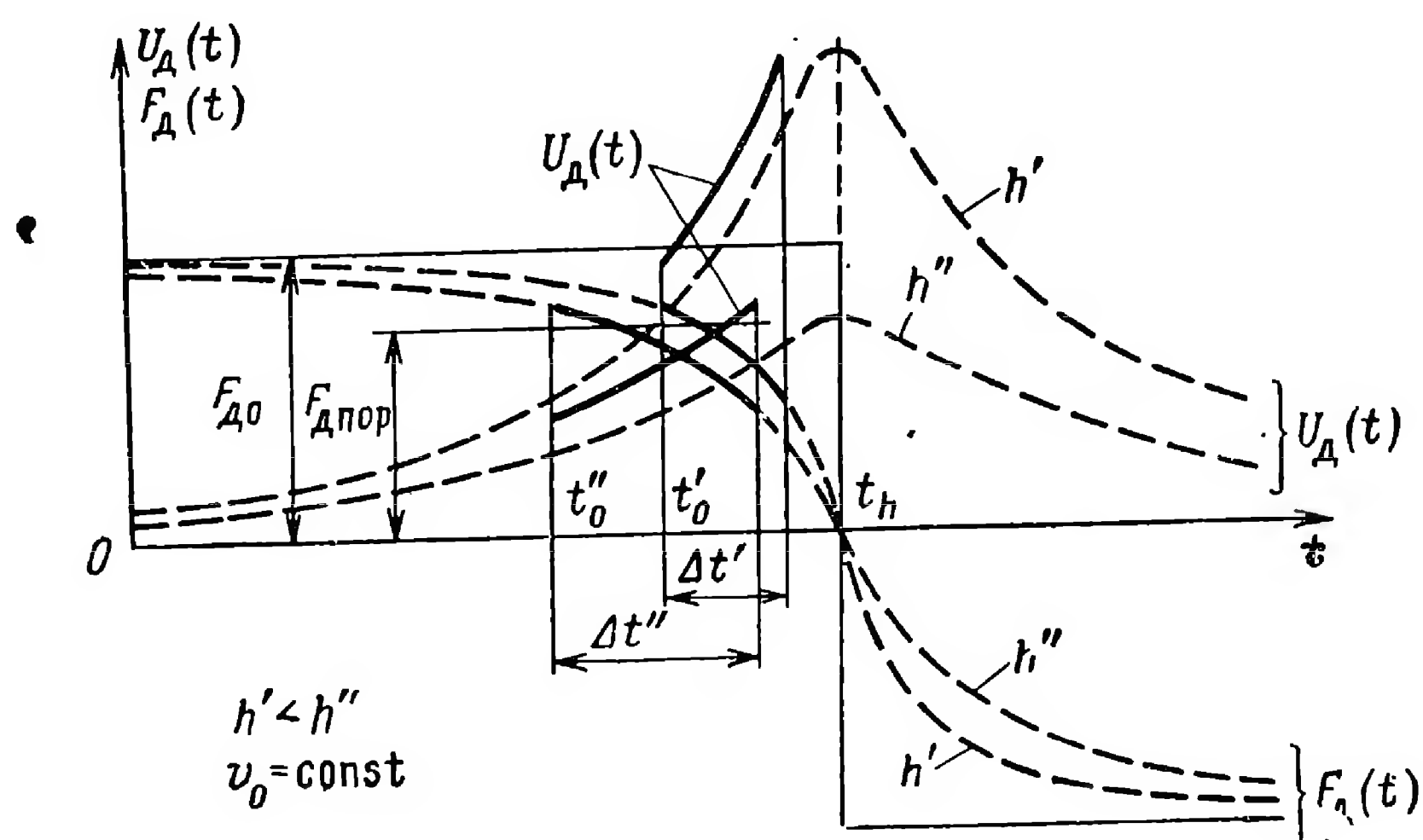


Рис. 8.8. Характер зависимостей огибающей и доплеровского сдвига частоты сигнала радиовзрывателя при разных величинах промаха, для случая изотропной (пунктир) и направленной (сплошные кривые) диаграмм направленности антенн.

При направленной диаграмме антенн сигналы появятся лишь в моменты t'_0 , t''_0 (на рисунке условно принято, что цель входит и выходит из диаграммы мгновенно) и будут ограничены во времени длительностями $\Delta t'$, $\Delta t''$. При этом зависимости $U_d(t)$ и $F_d(t)$ справедливы лишь на сплошных участках кривых (рис. 8.8). Следовательно, сигнал доплеровского радиовзрывателя с направленной антенной представляет собой некоторый импульс с возрастающей (за счет уменьшения дальности) огибающей и уменьшающейся доплеровской частотой заполнения (за счет уменьшения радиальной составляющей относительной скорости между снарядом и целью).

Команда на подрыв боевого заряда, сформированная в момент появления сигнала (в момент t'_0 , t''_0) соответствовала бы такому взаимному положению снаряда и цели, которое определяется углом отклонения от оси снаряда основного лепестка диаграммы антенн и его шириной. Это означает, что в идеальных условиях можно было бы контролировать угловое положение цели относительно снаряда, используя лишь направленность антенн радиовзрывателя. Однако в этом случае в реальных условиях любой импульс помехи, принятый радиовзрыв-

вателем, привел бы к ложному срабатыванию. Поэтому до формирования команды сигнал пропускается через усилитель и фильтр (рис. 8.6), чем осуществляется селекция сигнала по доплеровской частоте. Верхний частотный срез фильтра задает порог решающего устройства по частоте $F_{д\text{пор}}$ [80]. Как видно из рис. 8.8, величина доплеровского сдвига частоты в процессе встречи снаряда и цели (при ненулевом промахе) непрерывно уменьшается. Поэтому, если доплеровский сдвиг частоты в момент появления сигнала (t'_0 или t''_0) окажется выше порога ($F_{д\text{пор}}$), сигнал через фильтр не пройдет. Он начнет пропускаться фильтром лишь после того, как его частота $F_{д}(t)$ окажется ниже порога.

Сигнал после усилителя и фильтра проходит инерционный накопитель, необходимый для защиты радиовзрывателя от кратковременных помех. Инерционный накопитель может быть выполнен на основе детектора огибающей и фильтра нижних частот. С выхода инерционного накопителя снимается сигнал, который воздействует на электронное реле. В момент превышения сигналом запирающего напряжения $U_{зап}$ электронное реле формирует команду подрыва.

Частотный порог рассматриваемого радиовзрывателя определяет пороговую скорость сближения снаряда и цели $v_{\text{пор}}$ согласно равенству

$$F_{д\text{пор}} = -\frac{2v_{\text{пор}}}{c} f_0. \quad (8.2.10)$$

Отсюда следует, что, устанавливая верхний срез частоты $F_{д\text{пор}}$ в фильтре, можно контролировать пороговую величину радиальной скорости сближения снаряда и цели. В момент достижения скоростью сближения пороговой величины $v_{\text{пор}}$ радиовзрыватель срабатывает.

Пороговая скорость связана с относительной скоростью v_0 соотношением

$$v_{\text{пор}} = v_0 \cos \alpha_{\text{пор}}. \quad (8.2.11)$$

Если разброс величин относительной скорости v_0 для определенных тактических условий незначителен, т. е. $v_0 \approx \text{const}$, то в соответствии с формулой (8.2.11) можно считать, что доплеровский радиовзрыватель будет срабатывать при определенном пороговом угле $\alpha_{\text{пор}}$ между вектором относительной скорости \vec{v}_0 и направлением снаряд — цель. При этом, конечно, необходимо, чтобы к моменту достижения угла $\alpha_{\text{пор}}$ цель вошла в диаграмму излучения радиовзрывателя.

Момент срабатывания доплеровского радиовзрывателя при достаточно большой амплитуде отраженного сигнала практически не зависит от амплитуды сигнала: радиовзрыватель чувствителен лишь к частоте и длительности сигнала. Это объясняется тем, что при большом уровне сигнала усилитель будет работать с насыщением, ограничивая сигнал. Однако доплеровский радиовзрыватель может быть чувствителен и к амплитуде сигнала, задаваемой огибающей $U_{д}(t)$. Так будет, например, как следует из формул (8.2.8), при больших промахах h , когда амплитуда сигнала окажется низкой и сигнал в усилителе не достигнет уровня насыщения. Зависимость от амплитуды приведет к изменению момента формирования команды подрыва, что необходимо учитывать при проектировании радиовзрывателя. В реальных

условиях момент срабатывания радиовзрывателя будет зависеть также от размеров и конфигурации цели.

Специфическим требованием к радиовзрывателям, которые сочетаются с боевыми зарядами направленного действия, является необходимость согласования области срабатывания радиовзрывателя с областью поражения цели. Область срабатывания представляет собой совокупность всех возможных положений цели в момент срабатывания радиовзрывателя. Область поражения определяется той областью пространства, в которой происходит разлет поражающих элементов боевого заряда с сохране-

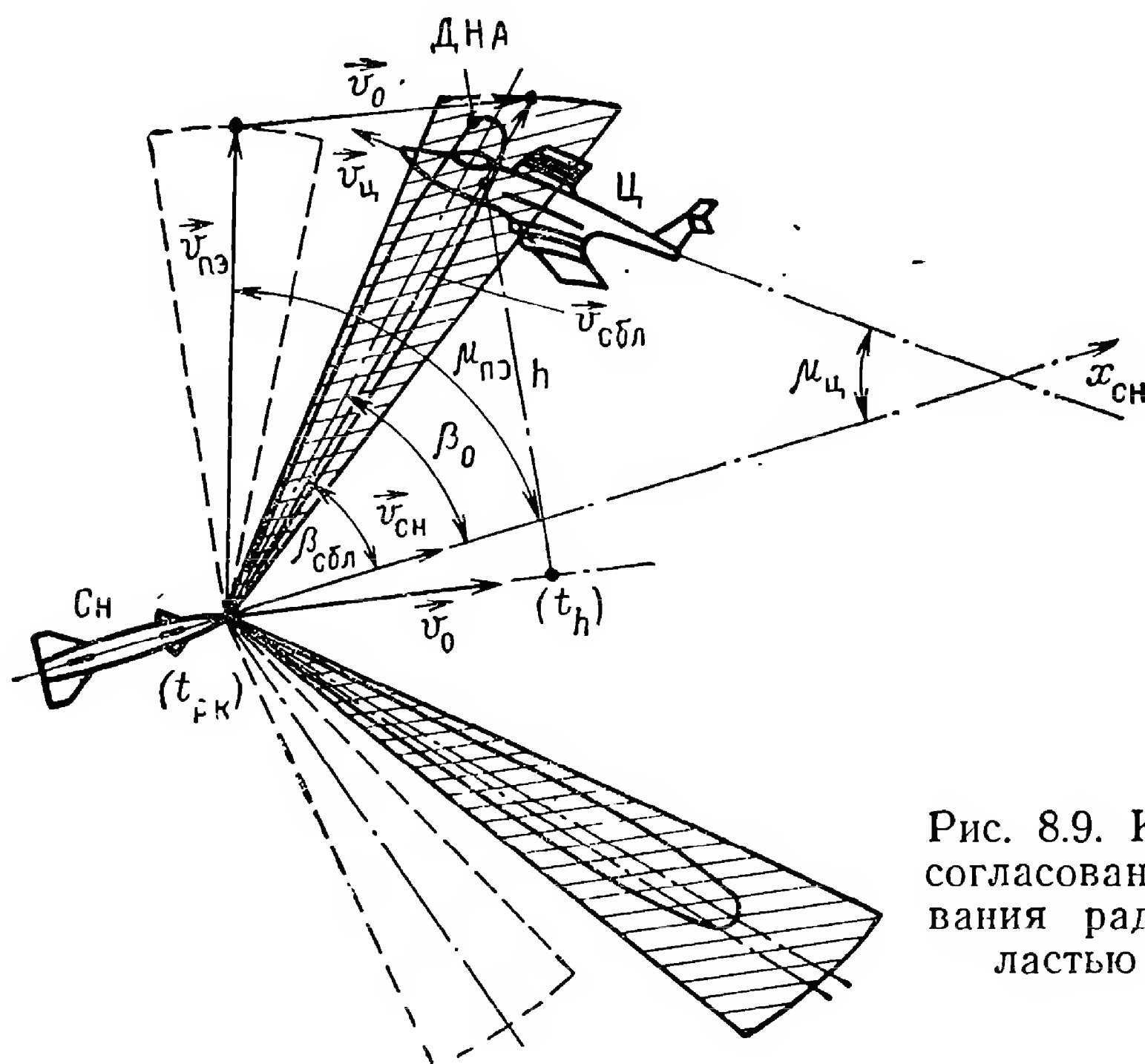


Рис. 8.9. К пояснению условий согласования области срабатывания радиовзрывателя с областью поражения цели.

нием их поражающей способности. Критерием качества согласования областей можно принять относительное количество поражающих элементов, накрывших цель. Качество согласования областей, как отмечалось выше, влияет на вероятность поражения цели. Условия согласования поясняются на рис. 8.9, где показано положение снаряда и цели в момент срабатывания радиовзрывателя $t_{рл}$. Если не учитывать движения снаряда и цели, то область разлета элементов направленного боевого заряда (при сохранении их поражающего действия) можно представить в виде некоторого воронкообразного тела вращения, сечение которого в плоскости чертежа показано на рис. 8.9 пунктиром. Угол $\mu_{цз}$ характеризует среднее направление разлета поражающих элементов относительно оси снаряда $x_{сна}$. При учете относительного движения снаряда и цели происходит деформация этого тела (заштрихованная область на рис. 8.9), и среднее направление разлета поражающих элементов относительно оси снаряда характеризуется углом $\beta_{цбл}$. Построения на рис. 8.9 выполнены на основе равенства

$$\vec{v}_{цбл} = \vec{v}_{цз} + \vec{v}_0, \quad (8.2.12)$$

где $v_{сбл}$ — относительная скорость сближения поражающих элементов с целью; $v_{пэ}$ — скорость разлета поражающих элементов относительно снаряда; v_0 — относительная скорость движения снаряда и цели.

Как видно из рис. 8.9, наибольшее количество поражающих элементов накроет цель при условии, что в момент взрыва она будет находиться под углом $\beta_{сбл}$ к вектору скорости снаряда.

Угол $\beta_{сбл}$ может быть рассчитан по формуле

$$\beta_{сбл} = \arctg \frac{v_{пэ} \sin \mu_{пэ} + v_{ц} \sin \mu_{ц}}{v_{пэ} \cos \mu_{пэ} + v_{сн} + v_{ц} \cos \mu_{ц}}, \quad (8.2.13)$$

где $\mu_{ц}$ — угол между направлением скорости цели $\vec{v}_{ц}$ и обратным направлением скорости снаряда $\vec{v}_{сн}$. Некоторые из входящих в эту формулу величин известны лишь ориентировочно ($v_{ц}$, $\mu_{ц}$), однако обычно $v_{пэ} > v_{сн} > v_{ц}$, поэтому угол $\beta_{сбл}$ оказывается заключенным в довольно узком интервале [11].

Чтобы обеспечить взрыв в нужный момент, надо иметь соответствующую диаграмму направленности. Ширина диаграммы не должна превышать ширины области разлета поражающих элементов, а ее направление β_0 относительно продольной оси снаряда должно соответствовать среднему углу $\beta_{сбл}$

$$\beta_0 = \beta_{сбл ср}. \quad (8.2.14)$$

(Это равенство справедливо при малых углах атаки, когда направления скорости $\vec{v}_{сн}$ и продольной оси $\vec{x}_{сн}$ близки.)

Для радиовзрывателя, контролирующего дальность, должно еще выполняться соотношение

$$r_{пор} \leq r_{пд}, \quad (8.2.15)$$

где $r_{пор}$ — пороговая дальность действия радиовзрывателя, определяемая формулой (8.2.2); $r_{пд}$ — радиус поражающего действия боевого заряда.

Для радиовзрывателя, контролирующего угол, необходимо условие:

$$\beta_{сбл мин} < \alpha_{пор} < \beta_{сбл макс}, \quad (8.2.16)$$

где $\alpha_{пор}$ — пороговое значение контролируемого угла [см. формулы (8.2.10) и (8.2.11)], $\beta_{сбл мин}$ и $\beta_{сбл макс}$ — угловые границы области разлета поражающих элементов.

Кроме выполнения условий (8.2.15), (8.2.16), необходимо обеспечить также достаточный уровень сигнала на входе радиовзрывателя.

Согласование области срабатывания радиовзрывателя с областью поражения цели зависит также от конфигурации и размеров цели, что для простоты не было учтено. Содержание рассмотренной задачи согласования свидетельствует о наличии тесной взаимосвязи параметров и характеристик радиовзрывателя с пространственно-временными и тактическими условиями его работы в процессе сближения снаряда и цели. Эту взаимосвязь необходимо учитывать при проектировании радиовзрывателя.

ОБЩИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

§ 9.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ. ПРИНЦИПЫ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА

При всем многообразии систем радиоуправления, решаемых ими задач, принципов, положенных в основу их реализации, — на материале предшествующих глав легко прослеживается общность подхода к анализу и проектированию радиосистем или устройств, входящих в системы радиоуправления. Общность эта заключается в том, что любая радиосистема рассматривается как звено или подсистема контура следящего или корректирующего управления. При этом оказывается необходимым ввести некоторые новые показатели радиосистемы, отражающие специфику работы в составе замкнутого контура — например, «коэффициент передачи радиозвена».

Требования к обобщенным техническим параметрам радиосистемы — звена или подсистемы контура управления, таким как: дальность действия, точность, помехоустойчивость и т. д. — формулируются на основе требований, предъявляемых к системе управления в целом. Так, в задаче управления атмосферным летательным аппаратом (снарядом) расчет параметров радиотехнических систем и устройств нужно проводить, учитывая аэродинамические характеристики снаряда, маневренность цели, вид кинематического звена и пр. То же самое — и в системе управления космическим аппаратом: точность и помехоустойчивость командных и траекторных систем определяются типом космического аппарата, видом его орбиты, допустимой величиной корректирующего импульса.

Радиозвенья и подсистемы системы управления в свою очередь могут быть достаточно сложными радиосистемами. Составляющие их устройства (приемники, передатчики, антенны) должны быть спроектированы так, чтобы обеспечивались заданные обобщенные параметры радиосистемы, т. е. опять-таки, исходя из требований к системе радиоуправления в целом.

С другой стороны, сама система радиоуправления является звеном (подсистемой) некоторого более сложного комплекса. Так, система радиоуправления снарядом типа «Поверхность — Воздух» может входить в состав комплекса поста противовоздушной или противоракетной обороны (ПВО или ПРО) [52, 59], задачей которого является уничтожение атакующих средств противника.

Рассмотрим в качестве примера схему поста ПРО [52] (рис. 9.1). Успех выполнения главной задачи — уничтожение головной части

баллистической ракеты (БР) в значительной мере определяется тем, как далеко будет обнаружена цель и соответственно тем, сколько времени останется для организации ее перехвата. Задача дальнего обнаружения решается с помощью радиолокационной системы (РЛС) обнаружения, работающей совместно с электронно-вычислительной машиной (ЭВМ) обнаружения. Дальность обнаружения в рассматриваемом комплексе составляет величину порядка 1500—1600 км, а интервал времени от момента обнаружения до перехвата цели равен 5—6-и минутам. Задача дальнего обнаружения может решаться либо

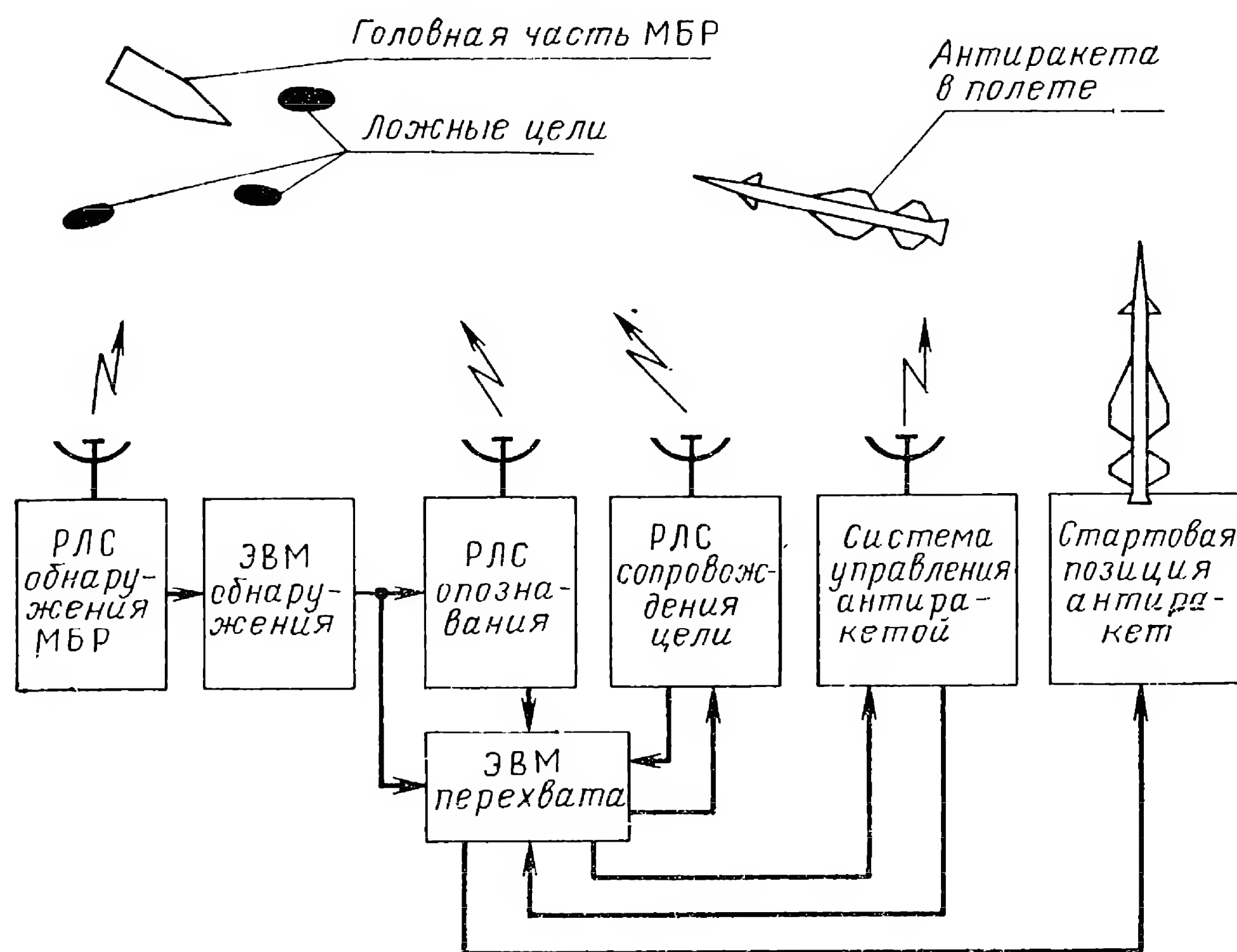


Рис. 9.1. Структура и схема работы поста системы ПРО.

средствами поста самостоятельно, либо с использованием информации от системы раннего предупреждения [52]. После того, как в ЭВМ обнаружения принимается решение о наличии цели, производится грубое измерение координат цели — это необходимо для наведения РЛС опознавания. Данные с ЭВМ обнаружения поступают на РЛС опознавания и ЭВМ перехвата, представляющую собой «мозг» всей системы ПРО и выполняющую все основные вычислительные и логические операции по управлению комплексом. Задачей РЛС опознавания является выделение истинной цели — головной части БР на фоне ложных целей. Для этого РЛС опознавания снабжена аппаратурой скоростной обработки поступающей радиолокационной информации. Различение истинной цели на фоне ложных последовательно производится по следующим признакам:

а) по характеру вторичного излучения (по законам флуктуаций амплитуд отраженных сигналов) на больших дальностях, вне атмосферы.

б) по характеру законов торможения целей (при входе в плотные слои атмосферы).

в) по массам целей — для этого анализируются законы изменения кильватерных струй отдельных целей в плотных слоях атмосферы. Данные, полученные в РЛС опознавания, вместе с данными с ЭВМ обнаружения поступают в ЭВМ перехвата, где параметры обнаруженной и опознанной цели сравниваются с параметрами известных баллистических целей, записанных в блоке памяти ЭВМ перехвата. Если в результате сравнения принимается решение о том, что цель является головной частью БР, то данные о координатах цели поступают на РЛС сопровождения, которая производит точное измерение координат цели.

По данным, полученным от РЛС сопровождения, в ЭВМ перехвата вычисляются параметры траектории антиракеты и наивыгоднейший момент старта. В системе управления антиракетой используется командный метод наведения. Функции счетно-решающего прибора в процессе наведения также выполняет ЭВМ перехвата. Измерения координат антиракеты и передача команд выполняются совмещенной радиосистемой управления антиракетой.

Таким образом, качество выполнения боевой задачи в целом определяется тем, насколько хорошо выполняют отдельные подсистемы комплекса свои частные задачи. Требования к показателям системы радиоуправления (дальность действия, вероятность поражения и т. д.) должны формулироваться исходя из требований к комплексу в целом с учетом взаимодействия системы радиоуправления с другими подсистемами комплекса.

Отдельные посты ПВО (ПРО) можно рассматривать как подсистемы общей системы ПВО (ПРО) страны (континента). Примером такой системы может служить система ПВО [59], функции которой состоят в:

а) сборе информации о воздушной обстановке на континенте и подступах к нему;

б) сборе информации о боевой готовности средств ПВО;

в) обработке информации о воздушной и наземной обстановке и ее отображении;

г) выработке варианта перехвата. Здесь решается вопрос о том, какой из постов системы ПВО и какими средствами (истребители-перехватчики или зенитные управляемые ракеты) должен атаковать цель;

д) наведении перехватчиков на цель.

Для решения перечисленных задач эта и подобные ей системы должны включать в себя, кроме собственно боевых постов, посты дальнего обнаружения и предупреждения, центральный пункт управления, линии связи, многочисленные ЭВМ, обладающие достаточным быстродействием и объемом памяти. Кроме того, подобные системы обычно строятся так, что в процессе анализа информации и принятия решения может участвовать человек-оператор. Поэтому система должна включать в себя подсистемы отображения и устройства обмена информацией между машиной и оператором. В процессе работы система с помощью внешних линий связи обменивается информацией с рядом

военных и гражданских служб [87] — военными базами, службой погоды, центром управления воздушным движением и т. д. Технические характеристики каждого из звеньев системы определяют работоспособность системы в целом и должны выбираться так, чтобы система функционировала наилучшим образом.

Таким образом, степень сложности систем возрастает по мере усложнения поставленной задачи, причем система каждой следующей (по сложности) ступени в качестве звеньев (подсистем) включает в себя системы предыдущей ступени. Такие системы называются и е р а р х и ч е с к и м и.

Комплексы ПВО (или ПРО) являются характерным, но далеко не единственным примером подобного рода систем. В качестве дополнительных примеров могут быть названы: комплекс управления космическим аппаратом (рассмотренный в гл. 2), автоматические сложные телефонные системы, системы управления транспортом в большом городе или работой большой энергосистемы. Комплексы такого рода получили в литературе название «большие системы».

Дать точное определение понятию «большая система» несколько затруднительно, однако разобранный нами пример комплекса ПРО дает достаточное представление о содержании этого понятия. Большая система предназначена для выполнения некоторой задачи и представляет собой совокупность многих подсистем, взаимодействующих между собой. Каждая подсистема, входящая в состав большой системы, выполняет свою частную задачу, причем тактическая задача в целом может быть выполнена лишь при решении всех частных задач*).

Для многих больших систем характерно наличие человека-оператора, как одного из звеньев системы.

Структурная сложность больших систем — наличие большого числа функциональных связей, значительное количество входных переменных и внешних факторов, влияющих на качество работы системы, создает особые трудности при проектировании такой системы. При этом «сложность» системы становится уже качественным явлением, требующим специального подхода, и проектирование большой системы не может быть сведено к проектированию большого числа систем меньшего масштаба. Вопросы построения, разработки и эксплуатации больших систем выделились в особое направление, получившее название с и с т е м о т е х н и к и или т е х н и к и б о л ь ш и х с и с т е м. Методы, разрабатываемые системотехникой, дают проектировщику возможность, объективно оценивая качество системы, выбрать наилучший (оптимальный) вариант ее построения. По решаемым задачам и используемым методам системотехника близка другому широко развивающемуся в последнее время направлению — и с с л е д о в а н и ю о п е р а ц и й. Задача исследования операций — выбор наилучшего способа действия в некоторой определенной ситуации или наилучшего распределения имеющихся в распоряжении ресурсов.

*) Сказанное не означает, что практически большая система полностью не выполняет задачу при отказе одной из подсистем; при проектировании системы всегда предусматривается некоторая структурная избыточность (резерв) на случай аварийной ситуации.

Следует отметить, что системотехника как наука, находится в стадии формирования; не все ее понятия определены достаточно четко (что видно хотя бы на примере определения большой системы), ее методы не получили еще строгих формулировок, причем многие из них носят явно рецептурный характер и являются обобщением практического опыта проектирования, и, наконец, не всегда можно привести границы, отделяющие системотехнику от смежных наук.

В системотехнике рассматриваются вопросы как собственно технического проектирования, т. е. выбор структуры, параметров и т. д., так и вопросы организационной стороны проектирования — состав проектных групп, планирование эксперимента, отчетность и пр.

В дальнейшем основное внимание уделяется технической стороне проектирования.

О некоторых принципах системного подхода уже говорилось при рассмотрении примера комплекса (ПВО/ПРО). Кратко сформулируем основные из них [5, 64, 65, 87]:

1) Каждая система рассматривается как часть (подсистема) некоторой более общей системы.

2) Характеристики подсистемы должны определяться требованиями, предъявляемыми к системе, стоящей на следующей более высокой ступени иерархии.

3) При проектировании подсистемы должно учитываться взаимодействие ее с другими подсистемами, стоящими на той же ступени.

В принципе, задачи, поставленные перед системой, могут быть решены при различных сочетаниях характеристик подсистем, находящихся на низшей ступени, или при различном распределении частных задач между подсистемами. При решении этих вопросов также нужно исходить из требования наилучшего функционирования системы в целом.

Приведенные положения могут показаться вполне очевидными. Действительно, основные принципы системного подхода и раньше интуитивно использовались многими проектировщиками. Однако бурное развитие систем (в самых различных областях человеческой деятельности) требует, чтобы эти принципы из интуитивных превратились в осознанные, дополнились некоторыми правилами, подкрепляющими интуицию инженера, дающими в его распоряжение точные методы, на основе которых можно провести объективное сравнение вариантов построения системы. К системному подходу на современном этапе как нельзя лучше подходят слова, высказанные некогда Лапласом (правда, по другому поводу): «Это здравый смысл плюс точность».

Интенсивная разработка методов системного подхода первоначально была обусловлена необходимостью проектировать и анализировать «большие системы», однако оказалось, что знание этих принципов необходимо любому инженеру, каким бы малым ни был масштаб системы, которую он должен разрабатывать. Необходимость этого вытекает из иерархического характера систем. Действительно, любая малая система является частью некоторой большей системы и характеристики первой в конечном счете определяют характеристики системы на следующей ступени иерархии. С другой стороны, сама малая

система состоит из еще более элементарных систем, которые являются ее подсистемами и, следовательно, должны в совокупности обеспечивать заданные свойства целого.

Сам процесс проектирования систем так же является иерархическим. Сложность систем возросла настолько, что один человек — главный конструктор (или группа главного конструктора) не в состоянии определить требования ко всем подсистемам и устройствам, входящим в систему. Инженер, проектирующий подсистему, должен сам уметь определить требования к подсистеме и принять решение о том, какой вариант подсистем лучше всего удовлетворяет поставленным требованиям. Таким образом, все положения о проектировании, которые излагаются далее, по сути могут быть отнесены к системе, находящейся на любой ступени иерархии.

Проектирование системы (на любой ступени иерархии) представляет собой выбор способа достижения цели*). Постановка тактической задачи сводится к формулировке цели, а проектирование (выбор) включает в себя сравнение возможных вариантов достижения цели и принятие решения о действии в соответствии с одним из вариантов.

Сам процесс проектирования может быть разбит на два последовательных (по времени) этапа.

На первом этапе на основе анализа поставленной задачи изучения характеристик внешней среды и входных возмущений, действующих на систему, формулируются тактико-технические требования, которым должна удовлетворять проектируемая система, и в самых общих чертах намечается структура системы, в принципе позволяющая решить поставленную задачу. На этом этапе задачи системотехники по существу тождественны задачам теории исследования операций [5,22].

На втором этапе уточняется структура системы и производится выбор параметров подсистем, так чтобы система в целом удовлетворяла поставленным тактико-техническим требованиям.

Иногда первый этап называют этапом *внешнего*, а второй — *внутреннего* проектирования [5], причем внутреннее проектирование системы, соответствующее определенной ступени иерархии, включает в себя внешнее проектирование систем, стоящих на более низкой ступени. Иерархическая система схематически может быть представлена так, как показано на рис. 9.2, где каждая система определенной ступени (ранга) является определяющей для нескольких систем низшего ранга. Горизонтальные стрелки условно отображают взаимодействие подсистем одинакового ранга. На примере системы ПРО выделим одну из возможных ветвей иерархической системы: система ПРО континента (страны) — отдельный пост системы ПРО — система радиуправления снарядом — командная радиолиния — при-

*) Термин «цель» здесь употребляется в широком смысле и означает желаемый результат, к достижению которого мы стремимся в своей деятельности (ранее этот термин использовался нами в узком смысле — для обозначения объекта поражения или объекта, который должен быть обнаружен РЛС). В дальнейшем везде, где употребление этого термина в контексте не будет приводить к двусмысленному толкованию, будем употреблять его без специального пояснения.

емник командной радиолнии. Эту ветвь при желании можно продолжить и вверх и вниз по ступеням иерархической лестницы: с одной стороны — сама система ПВО является частью системы вооружения, с другой стороны — приемник включает в себя ряд блоков (гетеродин, УПЧ и т. д.). Еще раз подчеркнем, что вид и характеристики системы низшего ранга определяются только после того, как выбрана структура системы более высокого ранга. Так, если в системе радиоуправления выбран не командный способ управления, а какой-то другой, то командная радиолния, конечно, не будет подсистемой системы управления.

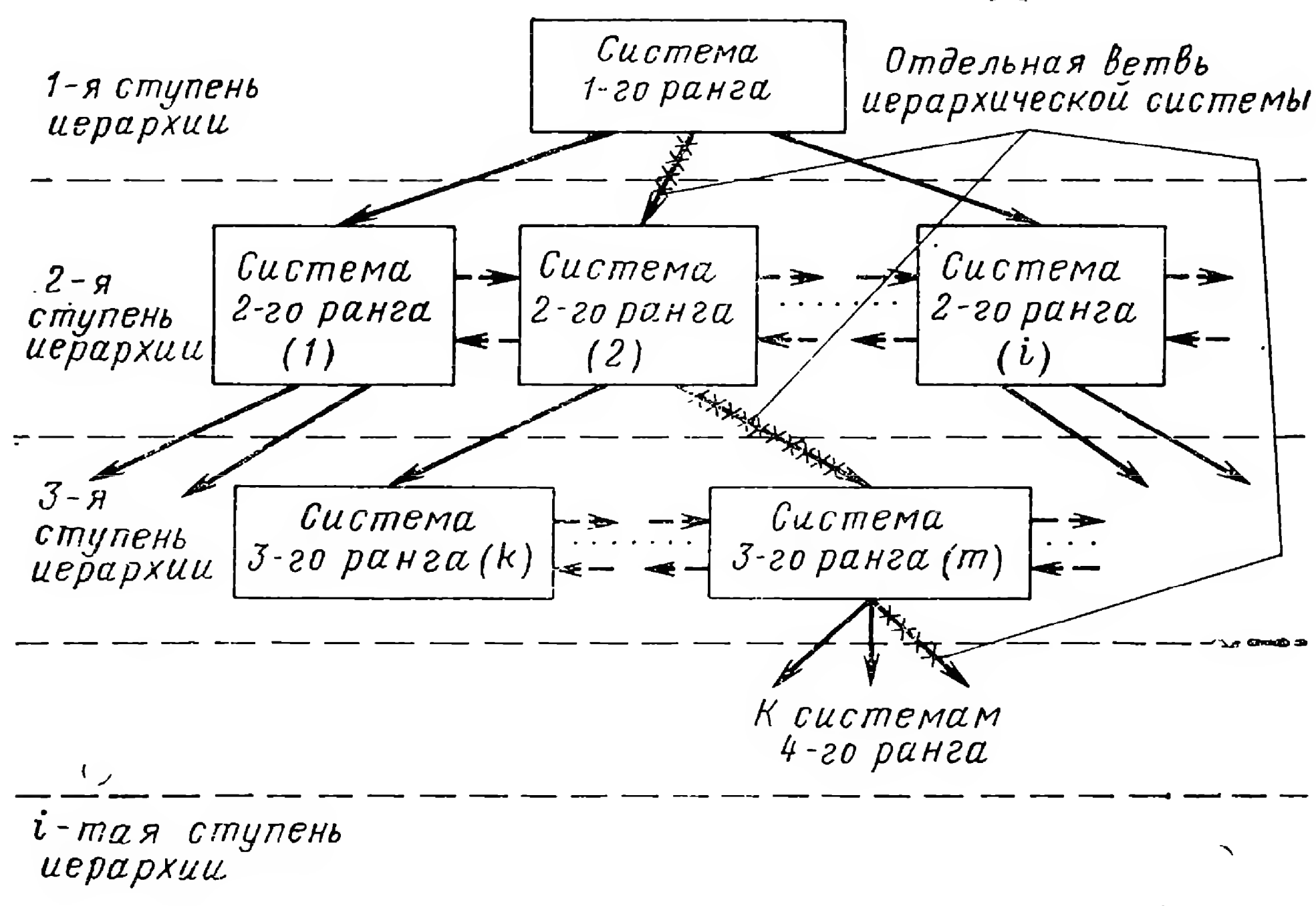


Рис. 9.2. Структура иерархической системы.

Назовем некоторые из возможных вариантов, среди которых производится выбор при проектировании систем различных рангов.

1) Производить дальнейшее обнаружение с помощью специальных пунктов дальнего обнаружения, удаленных от обороняемого объекта или осуществлять его средствами поста ПВО?

2) Какой способ управления выбрать?

3) Если командный способ управления выбран, то какой вид модуляции использовать в командной линии, какой способ разделения каналов применить?

4) Какой вариант построения бортового приемника предпочтительнее: высокостабильный гетеродин и узкополосный УПЧ или широкополосный УПЧ, но гетеродин с пониженными требованиями к стабильности?

Перечисленные вопросы выбора возможных вариантов соответствуют этапу внутреннего проектирования систем (разных рангов), когда общие требования к системе определены. Приведем пример выбора, соответствующего этапу внешнего проектирования системы.

Как лучше обеспечить заданную дальность действия командной радиолинии: увеличением мощности передатчика, повышением чувствительности приемника или сужением диаграммы направленности антенны? Пример иллюстрирует высказанную ранее мысль о том, что одинаковые параметры системы высшего ранга могут обеспечиваться при различном сочетании характеристик подсистем низшего ранга.

Все приведенные примеры являются максимально упрощенными, отделенными от многих других сопутствующих вопросов, однако даже этот краткий перечень наглядно характеризует степень сложности проблемы проектирования.

§ 9.2. КРИТЕРИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ

В предыдущем параграфе показано, что задача проектирования сводится к выбору одного из многих возможных вариантов достижения цели. При этом, конечно, предпочтение отдается лучшему варианту. Следовательно, необходимо располагать признаком (критерием), по которому отдельные варианты систем могут сравниваться. Выработка критерия качества работы или эффективности системы является первым шагом в процессе проектирования и производится на основе анализа поставленной задачи. В качестве критерия выбирается такой показатель системы, который позволяет численно характеризовать степень достижения цели, сформулированной словесно при постановке тактической задачи, причем для лучшей системы величина критерия должна быть максимальной (или минимальной).

Например, для комплекса ПВО словесная формулировка цели — предотвратить разрушение обороняемого объекта, иначе говоря, избежать ущерба, который может быть причинен разрушением. В то же время построение системы защиты потребует определенных затрат. Наиболее эффективной можно считать ту систему защиты, при использовании которой величина предотвращенного ущерба максимальна при заданных затратах на создание и эксплуатацию системы. Следовательно, согласно [22] в качестве критерия эффективности может быть использовано отношение

$$\mathcal{E}_0 = \frac{C_0}{C_0}. \quad (9.2.1)$$

Здесь C_0 — стоимость обороняемого объекта, который мог быть разрушен противником, если бы не применялась система защиты (величина ущерба, предотвращенного применением системы защиты), а C_0 — общая стоимость системы защиты.

Аналогично для оценки эффективности оружия, предназначенного для атаки, можно использовать отношение общего ущерба Y_Σ , причиняемого противнику, к общей стоимости этого оружия C_Σ

$$\mathcal{E}_\Sigma = \frac{Y_\Sigma}{C_\Sigma}. \quad (9.2.2)$$

Значения величин, входящих в соотношения (9.2.1), (9.2.2), могут быть выражены в денежном исчислении [22].

Таким образом, используя при проектировании критерии (9.2.1) и (9.2.2), мы стремимся выбрать вариант, обеспечивающий максимальные значения $\mathcal{E}_0, \mathcal{E}_\Sigma$, причем очевидно, что для любой правильно спроектированной системы должно выполняться условие: $\mathcal{E}_0, \mathcal{E}_\Sigma > 1$.

Следует отметить, что простота формул (9.2.1), (9.2.2) обманчива. Величины $C_0, C_\Sigma, U_\Sigma, S_0$, входящие в эти формулы, представляют собой сложные понятия, и количественное определение их всегда связано с рядом упрощающих допущений. Так, например, при оценке значений C_0 и C_Σ должны быть учтены прямые расходы на выполнение боевой задачи, расходы на производство оружия, его хранение, эксплуатацию, расходы по обслуживающим тыловым организациям, наконец, боевые потери и т. д. С другой стороны, критерии вида (9.2.1) и (9.2.2) не являются универсальными. Так, ими не учитывается, например, время, необходимое для разработки системы, что в ряде случаев оказывается весьма существенным. Необходимость учета таких факторов, как, например, потери в личном составе или наносимый моральный ущерб, делает в ряде случаев необоснованным выражение стоимостей $C_0, C_\Sigma, S_0, U_\Sigma$ только в денежном исчислении, как это принято в [22], и создает дополнительные трудности в построении критерия.

Для систем невоенного применения критерии (9.2.1), (9.2.2) принципиально не могут быть использованы и должны быть заменены другими, согласующимися с содержанием тактической задачи. Например, при проектировании комплекса, предназначенного для научного исследования космического пространства, где задачей является получение возможно большего количества информации, по аналогии с приведенными выше рассуждениями, в качестве критерия можно принять, например, величину

$$\mathcal{E}_K = \frac{I_K}{C_K}, \quad (9.2.3)$$

где I_K — количество информации, полученное за время работы комплекса; C_K — стоимость комплекса.

В данном случае критерий эффективности является размерной величиной с размерностью *бит/руб*. Недостатком такого простейшего критерия является то, что он не учитывает ценность информации различного вида и может использоваться лишь для сравнения однотипных систем.

Критерии вида (9.2.1) — (9.2.3) могут дополняться некоторыми ограничениями, вытекающими из существа задачи, суживающими область возможных систем, среди которых может производиться выбор. Скажем, невозможность по тем или иным причинам создать аэродром для истребителей-перехватчиков заставляет сразу же отбросить такой вариант защиты объекта. Часто ограничения накладываются на общую стоимость комплекса. При этом в качестве критерия оптимальности целесообразно использовать требования

$$\mathcal{E}'_0 = S_0 = \max \quad \text{при} \quad C_0 < C_{0 \text{ доп}}, \quad (9.2.1a)$$

$$\mathcal{E}'_\Sigma = U_\Sigma = \max \quad \text{при} \quad C_\Sigma < C_{\Sigma \text{ доп}}, \quad (9.2.2a)$$

$$\mathcal{E}'_k = I_k = \max \quad \text{при } C_k < C_{k \text{ доп}}, \quad (9.2.3a)$$

где $C_{o \text{ доп}}$, $C_{\Sigma \text{ доп}}$, $C_{k \text{ доп}}$ — допустимые значения стоимостей комплексов.

В каждом отдельном случае применения данной системы (в каждой отдельной операции) величины C_o , C_{Σ} , C_k , U_{Σ} , C_o , I_k , входящие в формулы (9.2.1) — (9.2.3), различны из-за случайных отклонений. Так, объект нападения противника может быть поражен первым снарядом, вторым, десятым и т. д. С другой стороны, неуничтожение определенного количества боевых средств противника может привести к той или иной величине нанесенного ущерба. Вообще эффективность систем военного назначения в значительной мере будет определяться действиями противника — тактикой проведения операции и совокупностью средств, применяемых в процессе ее выполнения [7]. Поэтому критерии эффективности должны рассматриваться в вероятностном смысле. При этом необходимо считать, что имеется совокупность (ансамбль) систем и соответствующих операций, так что полученные результаты статистически справедливы на этом ансамбле, а не в каждом отдельном испытании. Все последующие рассуждения справедливы в пределах подобного предположения.

При статистическом подходе к критериям возможны два основных метода. При одном из них величины \mathcal{E}_o , \mathcal{E}_{Σ} , \mathcal{E}_k , \mathcal{E}'_o , \mathcal{E}'_{Σ} , \mathcal{E}'_k рассматриваются как математические ожидания по ансамблю соответствующих случайных величин, так что обеспечивается максимальная средняя эффективность при использовании систем данного класса. Заметим, что при этом возможны случаи, когда система будет работать очень неэффективно, но вероятность этих случаев достаточно мала. Другой метод — так называемый максиминный, заключается в том, что обеспечивается максимум критерия эффективности в самом неблагоприятном случае (т. е. выбором системы максимизируется минимальное значение величины \mathcal{E}). При этом во всех остальных случаях будет обеспечена, по крайней мере, не меньшая эффективность. Такой подход наиболее применим к тем задачам, в которых необходимо учитывать активное противодействие противника.

Структура выражений (9.2.1) — (9.2.3) является типичной для критериев эффективности в том смысле, что критерий всегда устанавливает количественную связь между параметрами, показывающими, насколько хорошо система выполняет поставленную задачу (эти параметры могут быть названы параметрами «выигрыша» или «полезности» данного варианта системы), и параметрами, характеризующими степень сложности системы, величину затрат на систему (эти параметры можно назвать ресурсами системы). Понятие «ресурсы» включает в себя имеющиеся в распоряжении материальные средства, людские резервы, технические возможности систем, продолжительность интервала времени, отводимого на создание системы, и т. д.

В примерах критериев (9.2.1) — (9.2.3) ресурсы — это величины C_o , C_{Σ} , C_k , а параметры полезности — C_o , U_{Σ} , I_k .

Критерии (9.2.1) — (9.2.3), (9.2.1 а) — (9.2.3 а) являются простейшими. В них учитываются лишь один параметр полезности и один

вид ресурсов. На практике часто приходится сравнивать системы и осуществлять выбор с учетом нескольких разнородных требований. Например, применительно к системе передачи информации может одновременно требоваться увеличение дальности действия и уменьшение вероятности ошибки в передаваемом сообщении. От системы защиты может потребоваться уменьшение не только величины предотвращенного ущерба, но и глубины проникновения противника на обороняемую территорию, а требование ограничения стоимости, например, может дополняться требованием увеличения срока службы аппаратуры и т. д. В общем случае система не может быть оптимальна одновременно по всем критериям, и перед проектировщиком встает задача выбора компромиссного варианта. К решению этой задачи можно подойти по-разному. Так, можно попытаться объединить различные простые критерии в общем сложном критерии и затем использовать его для проектирования системы. В частном случае сложный критерий может представлять собой сумму нескольких простых критериев, взятых с определенными весами

$$\mathcal{E}_{\text{обобщ}} = \alpha_1 \mathcal{E}_1 + \alpha_2 \mathcal{E}_2 + \dots + \alpha_n \mathcal{E}_n, \quad (9.2.4)$$

где $\mathcal{E}_{\text{обобщ}}$ — обобщенный критерий эффективности; $\mathcal{E}_1, \dots, \mathcal{E}_n$ — простые критерии эффективности; $\alpha_1, \dots, \alpha_n$ — веса, учитывающие относительную важность отдельных простых критериев*).

Поскольку простые критерии могут быть размерными, соответствующие им весовые коэффициенты также должны быть размерными, причем их размерность должна быть выбрана так, чтобы сумма, стоящая в правой части (9.2.4), имела смысл. Так, для системы передачи информации, в качестве двух простых критериев можно взять уже использованный критерий стоимости одного бита информации (9.2.3) и скорость передачи информации:

$$R = \frac{I}{T} \left[\frac{\text{бит}}{\text{час}} \right]. \quad (9.2.5)$$

При этом (9.2.4) конкретизируется следующим образом:

$$\mathcal{E}_{\text{обобщ}} = \mathcal{E}_K + \alpha_2 \left[\frac{\text{час}}{\text{руб}} \right] R. \quad (9.2.6)$$

Очень часто на практике критериями типа (9.2.4) заменяют критерии эффективности типа (9.2.1) — (9.2.3). При проектировании системы (особенно на начальных этапах) трудно даже приблизительно оценить, как повлияет на общую стоимость системы ее надежность, время, затраченное на разработку, сложность в эксплуатации и т. д. Поэтому такие трудно оцениваемые факторы удобнее учесть в виде дополнительных простых критериев, а в стоимость системы включить те затраты, которые легче поддаются учету (стоимость материалов, производства и т. д.). Однако, по сути дела, в таком подходе к построению критерия трудности не исчезают, а переносятся на выбор коэффициента α_i , ибо

*) Один из коэффициентов, скажем α_1 , всегда может быть взят равным единице.

правильно выбрать α_i — это значит привести к сопоставимым значениям отдельные частные требования.

Другая возможность построения компромиссного варианта заключается в поочередной оптимизации системы по отдельным частным критериям. Сначала находится система, оптимальная по одному (важнейшему с точки зрения проектировщика) критерию. Затем среди систем, близких к оптимальной, по этому критерию ищется система, наилучшая по другому критерию, при этом допускается, что проигрыш этой системы по сравнению с оптимальной по первому критерию не больше заданной величины; после этого таким же образом производится оптимизация по третьему критерию (с ограничением проигрыша по первому и второму критериям) и т. д. В результате получается система, в некотором смысле близкая к оптимальной. Трудность, присущая методу, использующему сложный критерий, по существу, остается и здесь, поскольку не определено, какой проигрыш можно допустить при оптимизации по тому или иному критерию, иначе говоря, какова степень важности того или иного требования к системе. Далее, если критерий выбран, требуется известная осторожность при практическом его использовании. Например, при использовании критериев типа (9.2.1) — (9.2.3) может оказаться, что величина эффективности не стремится к нулю при уменьшении знаменателя, так что системы с нулевой стоимостью (т. е. системы, которых вообще нет) формально будут эффективны.

Очевидно, что при пользовании критериями (9.2.1) — (9.2.3) надо наложить дополнительные ограничения на минимальную величину полезного эффекта ($C_0 > C_{0\text{ мин}}$, $U_\Sigma > U_{\Sigma\text{ мин}}$, $I_K > I_{K\text{ мин}}$). Трудности, возникающие при построении критерия, объективно связаны с тем, что процесс построения критерия, являющийся первым шагом к формализации задачи проектирования, сам по себе не может быть формализован; он обязательно требует нетривиального творческого подхода исследователя. Как замечают авторы [22], «никакие формулы, положения или правила не приведут к правильным результатам, если у исследователя отсутствует здравый смысл».

Чтобы продемонстрировать трудности практического выбора критерия, приведем пример, когда критерий эффективности был выбран неправильно [67]. Во время второй мировой войны для обороны торговых судов английского флота от атак немецкой авиации на судах были установлены зенитные орудия. Для оценки эффективности затрат по установке и обслуживанию был произведен анализ количества сбитых самолетов. Оказалось, что самолеты сбиваются лишь в 4% атак, что послужило основанием для вывода о неэффективности затрат. На основании изложенного выше можно видеть, что критерий в данном случае был выбран неправильно: ведь для оборонительного оружия затраты на него должны сравниваться не со стоимостью пораженных атакующих средств противника, а с величиной предотвращенного ущерба. Действительно, при дальнейшем анализе было установлено, что хотя самолеты сбиваются и редко, однако точность бомбометания значительно снижается. До установки пушек поражалось 25% атакованных судов, после установки — только 10%, следовательно, во-

оружение судов зенитными орудиями было достаточно эффективной мерой защиты.

Хотя выбор критерия и не может быть формализован, можно сформулировать основные требования, которым должен удовлетворять любой критерий [5]. Критерий должен отражать, в какой мере данная система позволяет достичь поставленной цели. То, что это требование не тривиально, как может показаться, достаточно хорошо иллюстрируется приведенным выше примером. Критерий должен быть количественным для того, чтобы сравнение систем было объективным. Кроме того, желательно, чтобы критерий допускал достаточно простую физическую трактовку. Поскольку при выборе критерия неизбежен статистический подход, критерий должен быть статистически устойчивым. В простейшем случае это означает, что он должен иметь сравнительно малый разброс относительно среднего.

Хотя выше говорилось, в основном, о критериях эффективности «больших» систем, решающих достаточно сложные задачи, все сказанное можно отнести и к системам низшего ранга. Все основные требования к критериям здесь остаются теми же. Кроме того, к критериям подсистем (систем низшего ранга) предъявляется дополнительное требование, а именно: они должны быть согласованы с критерием системы более высокого ранга. Иначе говоря, более эффективной должна считаться та подсистема (среди других возможных), которая дает возможность обеспечить большую эффективность системы в целом. Критерии, как и системы, образуют иерархию. Именно на это необходимо обращать особое внимание проектировщику подсистем и устройств. Совершенно очевидно, например, что требования к приемнику командной радиоперехвата в системе управления снарядом и к приемнику в системе космических траекторных измерений совершенно различны, а следовательно, различными должны быть и технические принципы, положенные в основу их проектирования.

§ 9.3. МОДЕЛИ СИСТЕМ

При оценке эффективности действующей системы (как в рассмотренном в предыдущем параграфе примере защиты судов от бомбардировщиков) после того, как выбран соответствующий критерий, дело обстоит сравнительно просто. Необходимо произвести сбор данных о работе системы (получить выборку) и затем, пользуясь статистическими методами, обработать эту выборку. Иначе обстоит дело при оценке эффективности системы, которая только еще проектируется. Здесь необходимо на основе имеющихся данных о работе уже существующих систем сделать некоторые предположения о характеристиках проектируемой системы, в чем-то отличной от существующих, то есть построить модель проектируемой системы.

Понятие модели системы [5, 65, 66] можно определить как приближенное, упрощенное, идеализированное представление некоторой конкретной ситуации и действия определенной системы в этой ситуации. При этом подразумевается отражение основных закономерностей функционирования системы и существенных

связей между отдельными подсистемами, составляющими ее, в форме, пригодной для исследования математическими методами*).

Примером математической модели является, например, представление системы управления снарядом в виде линейного замкнутого контура автоматического регулирования, к соответствующим точкам которого приложены полезные и мешающие воздействия.

Построение математической модели обязательно в любой отрасли знания, применяющей количественные методы исследования. Действительно, исследованию поддается не само по себе некоторое явление (или процесс), а его упрощенное отображение, в котором подчеркиваются существенные (в данном рассмотрении) стороны явления. Во многих сравнительно простых задачах, решаемых в рамках хорошо разработанной теории (например, в задаче исследования некоторой электрической схемы, где модель — это соединение сосредоточенных индуктивностей, сопротивлений и т. д.), процесс построения модели в достаточной мере формализован так, что обычно используется стандартная модель. При проектировании системы построение математической модели всегда представляет собой самостоятельный этап проектирования, сопряженный с преодолением значительных трудностей, тем больших, чем выше ранг проектируемой системы. Суть этих трудностей так же, как и при выборе критерия, заключается в том, что процесс создания модели практически не поддается формализации и требует творческого подхода. Выбор модели [65, 66] представляет собой компромисс между сложностью реального явления и простотой его описания. Иначе говоря, модель должна быть достаточно простой, чтобы поддаваться исследованию, но в то же время отражать существо задачи, чтобы полученные с ее помощью результаты имели практическую ценность. Выбор критерия и построение модели тесно взаимосвязаны и определяются поставленной целью. Трудно сказать заранее, какие из свойств системы являются наиболее существенными и какие допущения необходимо принять при построении модели в каждом конкретном случае. Основное требование к модели, как и основное требование к критерию, выглядит почти тривиально, но достаточно сложно по сути — модель должна обеспечивать возможность расчета эффективности на основе выбранного критерия, иначе говоря, она должна устанавливать связь между характеристиками системы, параметрами внешних воздействий и величинами, входящими в математическое выражение критерия.

Степень сложности модели зависит, во-первых, от количества априорных сведений, которыми мы располагаем, и, во-вторых, от

*) В технике термин «модель» имеет, кроме названного, еще одно значение. Моделью называют также конкретные физические устройства, или вычислительную машину (аналоговую или цифровую), работа которых описывается теми же математическими зависимостями, что и работа реальной системы (в рамках принятой математической модели). Построение таких устройств и экспериментальное исследование их работы (т. е. по сути машинное решение уравнений, соответствующих математической модели) называется моделированием (см. § 9.7).

Поэтому там, где это необходимо, для обозначения модели в смысле введенного определения мы будем использовать термин «математическая модель».

того, что именно мы хотим получить от исследования данной модели, какую точность результатов нам необходимо обеспечить. Так, например, во второй главе данной книги при изучении типов и основных параметров орбит спутников использовалась грубая модель, в которой движение спутников рассматривалось в рамках задачи двух тел. При этом космический аппарат и планета представлялись просто материальными точками. Полученные в результате кепплеровские решения дают возможность исследовать главные закономерности движения спутника. Однако если нас интересуют отклонения орбиты, связанные, например, с несферичностью Земли, мы должны соответственно усложнить первоначальную модель.

При проектировании систем характерно именно такое постепенное усложнение модели. Модели так же, как и критерии, образуют иерархию. По мере того, как прорабатываются системы низшего ранга, модель системы в целом становится все более подробной. На первом этапе проектирования используется очень грубая модель — вводятся лишь основные соотношения, описывающие поведение системы в целом в зависимости от заданных внешних условий. При этом обычно анализируется несколько вариантов, соответствующих различным внешним условиям. Вклад отдельных подсистем в общую эффективность системы на этом этапе еще не рассматривается. Грубость модели обусловлена тем, что система еще не создана и предположения о характере ее работы весьма приблизительны. Используя модель, можно произвести в первом приближении расчет эффективности, причем, конечно, оценка (как и сама модель) будет грубой. Пользуясь этой оценкой, можно принять решение о том, разрабатывать дальше эту систему или нет. Следует отметить, что здесь необходимо проявить максимальную осторожность, именно из-за грубости первоначальной оценки. Если используется обобщенный критерий типа (9.2.4), то для определения каждого частного показателя, входящего в правую часть (9.2.4), строится отдельная модель.

На первом этапе обычно не удается выбрать единственный вариант построения системы. Несколько вариантов, эффективности которых на первом этапе оказались приблизительно одинаковыми, подвергаются дальнейшей проработке.

Следующий шаг — представление общих характеристик системы через характеристики подсистем, ее составляющих. При этом каждая подсистема еще не конкретизируется, но здесь удастся выявить, как отдельные подсистемы влияют на эффективность комплекса. Этот шаг, как говорилось выше, обычно требует перехода от первоначального общего критерия к частному критерию или совокупности частных критериев, позволяющих оценить качество работы данной подсистемы в составе комплекса. После того, как проведен анализ на втором шаге, необходимо вернуться к первоначально построенной модели системы и, уточнив ее, вычислить значение эффективности в следующем приближении. Это дает возможность сократить число вариантов в дальнейшей проработке. Такое «возвращение» к первоначальной модели и перерасчет эффективности является важным на всех этапах проектирования. Именно такой, последовательный, постепенно уточняющийся

расчет дает возможность получить достаточно обоснованные данные о характеристиках проектируемой (еще не созданной) системы.

Возможность уточнения первоначально определенного значения эффективности по мере более подробной проработки большой системы в конечном счете связана с тем, что на каждом следующем шаге мы имеем дело со все более «стандартными» системами. Так, если на первом шаге для оценки эффективности проектируемого комплекса можно

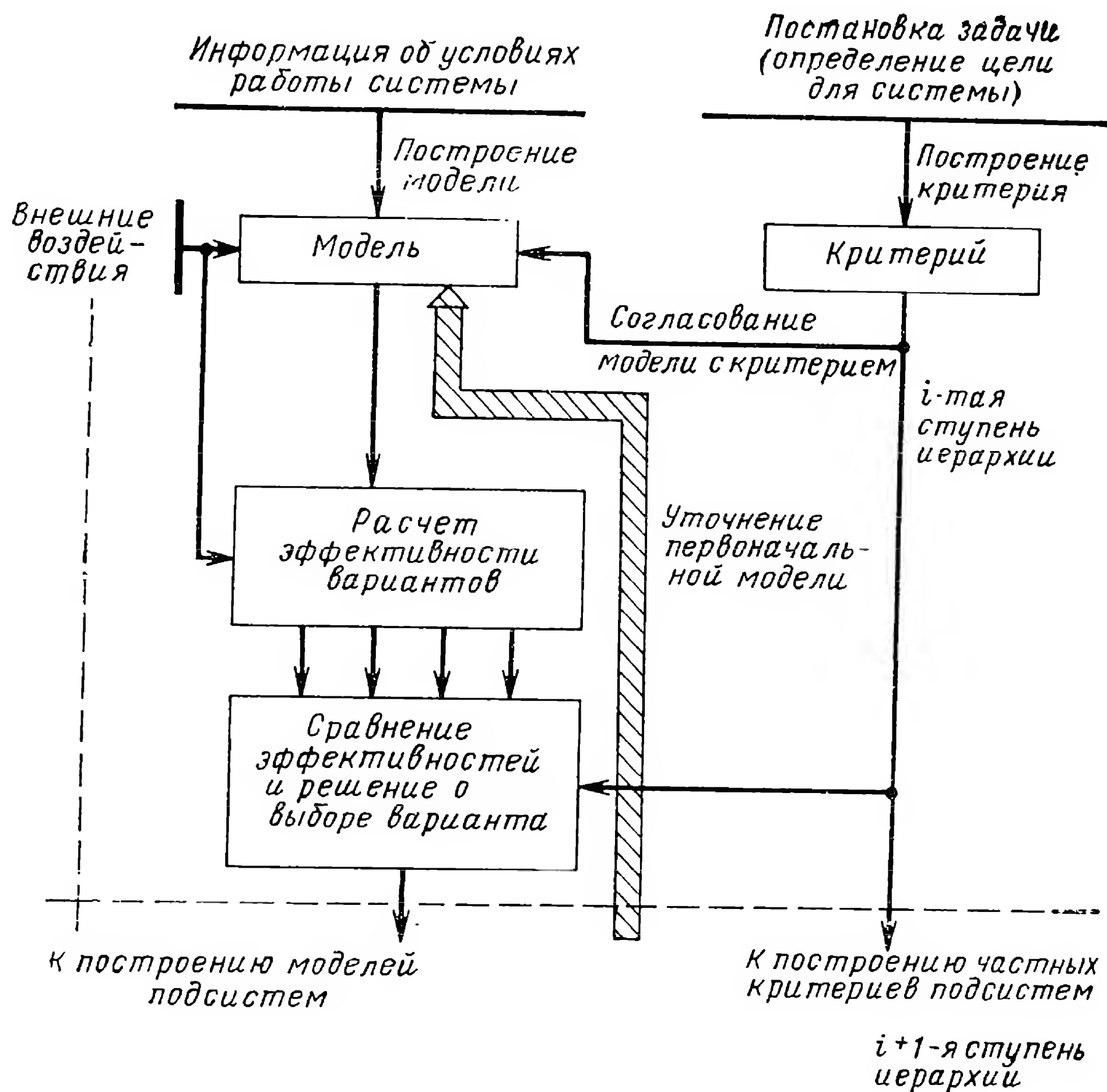


Рис. 9.3. Схема основных этапов проектирования.

строить лишь очень приблизительные аналогии с существующими, то на втором шаге, где в рассмотрение вводятся отдельные подсистемы, такие как РЛС, ЭВМ и т. д., построить аналогии значительно легче, причем они будут ближе к истине. На последующем шаге этот процесс продолжается, чем и обеспечивается сходимость последовательных приближений оценки эффективности.

Описанный выше процесс оценки эффективности может быть схематически изображен так, как это показано на рис. 9.3. Заметим, что все сказанное остается справедливым независимо от того, с какой ступени иерархии начинается рассмотрение.

По способу математического описания системы (по используемому математическому аппарату) модели могут быть разбиты на два

типа — жесткие (или детерминированные) и вероятностные. Модель последнего типа предполагает задание вероятностной связи между свойствами системы и поведением ее в данной ситуации. Например, задается вероятность поражения цели или распределение вероятностей количества боевых единиц, необходимых для проведения операции и т. д. В жесткой модели поведение системы однозначно связано с ее характеристиками и заданными внешними условиями. Случай исследования траектории космического аппарата в рамках задачи двух тел дает пример детерминированной модели. При использовании жесткой модели применительно к системам вооружения может быть принято, например, что количество уничтоженных в единицу времени боевых единиц противника пропорционально числу защитных средств, находящихся в зоне боя в данный момент.

На основе подобного предположения можно составить разностное (или при некоторых дополнительных упрощающих предположениях дифференциальное) уравнение операции, описывающее зависимость числа боевых средств противоборствующих сторон от времени в течение боя. Соотношения такого рода носят название уравнений Ланчестера [22]. Детерминированная модель оказывается часто более удобной из-за простоты ее исследования, но результаты, которые получаются при использовании такой модели, надо рассматривать как ожидаемые, средние по множеству операций и систем. Практическое применение этих результатов возможно лишь тогда, когда величина случайного разброса мала по сравнению с математическим ожиданием или мала по сравнению с ошибками, допускаемыми при вычислениях [67]. Так, дифференциальные уравнения Ланчестера дают удовлетворительные результаты для начальной фазы боя, когда число боевых единиц, участвующих в операции, велико, и приводят к значительным погрешностям для его окончания, когда значительная часть средств уничтожена [67].

Для пояснения процесса определения эффективности системы на первом этапе проектирования (без уточнения на следующих этапах) воспользуемся упрощенным примером, заимствованным из [5], интерпретируя его в соответствии с приведенными выше рассуждениями. Снова обратимся к задаче защиты объекта от атакующих средств противника. Допустим, что требуется сравнить по эффективности два варианта системы управления снарядом — вариант системы самонаведения и вариант командного управления. В качестве критерия приемлем условие (9.2.1), причем будем понимать его «в среднем» (стр. 423).

При достаточно малых (по сравнению со средними значениями \bar{C}_0 и \bar{C}_0) среднеквадратических отклонениях величин C_0 и C_0 — а это соответствует условию статистической устойчивости критерия (стр. 426) — среднее значение величины \mathcal{E}_0 будет приблизительно равно

$$\mathcal{E}_0 \approx \frac{\bar{C}_0}{\bar{C}_0}, \quad (9.3.1)$$

где черта сверху означает статистическое усреднение.

Предположим, что по имеющимся данным о разработке аналогичных систем (строго говоря, на основании модели стоимости) определены средние стоимости системы самонаведения \bar{C}_{oc} и командного управления $\bar{C}_{ок}$, причем предполагается, что $\bar{C}_{ок} > \bar{C}_{oc}$. Теперь требуется найти математическую связь между вариантами построения системы управления (точнее, характеристиками того или иного варианта) с величинами \bar{C}_{oc} , $\bar{C}_{ок}$ (соответствующими каждому варианту), т. е. построить модель действия систем в данной операции. Сделать это сразу трудно, поэтому сначала установим связь величин \bar{C}_o с числом уничтоженных целей противника, а затем последние свяжем с характеристиками системы управления.

Предположим, что на основании анализа предшествующих операций можно принять, что наносимый ущерб линейно зависит от общего количества боевых единиц противника m^*).

Тогда предотвращенный ущерб будет пропорционален числу уничтоженных боевых единиц e_y

$$C_o = ke_y, \quad (9.3.2)$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от характеристик обороняемого объекта и используемого противником оружия.

Обозначим среднее количество уничтоженных боевых средств при использовании системы самонаведения E_c , а при использовании системы командного управления E_k ; тогда искомые величины \bar{C}_{oc} и $\bar{C}_{ок}$ могут быть записаны в виде

$$\bar{C}_{oc} = kE_c = kmE'_c, \quad (9.3.3 а)$$

$$\bar{C}_{ок} = kE_k = kmE'_k, \quad (9.3.3 б)$$

где $E'_c = E_c/m$, $E'_k = E_k/m$ — нормированные величины.

Заметим, что выражение (9.3.2) соответствует детерминированной модели — входные величины m , e_y связаны жесткой функциональной зависимостью с выходной величиной C_o . Теперь требуется найти зависимость числа уничтоженных целей от характеристик системы управления. Воспользуемся вероятностной моделью. Пусть вероятность поражения одиночной цели одним снарядом p , а число снарядов, используемых в каждой операции, — n . В варианте самонаведения каждый снаряд «сам выбирает» цель из группы целей, причем выбор происходит случайно.

Последнее предположение можно связать с тем, что в момент старта снарядов группа целей находится за пределами разрешения головки самонаведения и воспринимается как одна цель. При уменьшении расстояния между снарядами и группой осуществляется наведе-

*) Это предположение, конечно, не всегда справедливо (например, в случае использования противником ядерного оружия), но мы не будем останавливаться на более подробном его обсуждении.

ние на одну из целей, входящих в группу. В этом случае налицо нерациональное использование имеющихся снарядов, ибо несколько снарядов могут выбрать одну и ту же цель.

При использовании командного управления РЛС сопровождения цели пункт управления может производить разрешение группы целей, так что каждый снаряд наводится на определенную цель. Здесь использование снарядов более рационально, но создание системы командного управления требует дополнительных затрат.

Теперь, используя модели работы систем, необходимо найти величины E_K и E_C . Вероятность поражения i -й цели при командном управлении (на основании известных правил теории вероятностей [68]) может быть записана в виде

$$p_{iK} = 1 - (1 - p)^{n/m}. \quad (9.3.4)$$

Здесь величина n/m равна среднему количеству снарядов, приходящемуся на одну цель.

Из (9.3.4) имеем

$$E_K = m p_{iK} = m [1 - (1 - p)^{n/m}]. \quad (9.3.5)$$

Для определения величины E_C заметим, что вероятность выбора i -й цели j -м снарядом равна $1/m$ (здесь для простоты пренебрегаем вероятностью захвата цели), а вероятность уничтожения этой цели данным снарядом равна p/m . Вероятность, что она не будет уничтожена этим снарядом, равна $(1 - p/m)$, а вероятность, что она не будет уничтожена всеми снарядами, равна $(1 - p/m)^n$. Следовательно, вероятность того, что i -я цель будет уничтожена, равна

$$p_{iC} = 1 - \left(1 - \frac{p}{m}\right)^n, \quad (9.3.6)$$

откуда

$$E_C = m \left[1 - \left(1 - \frac{p}{m}\right)^n\right]. \quad (9.3.7)$$

Используя нормированные величины, получим:

$$E'_C = \frac{E_C}{m} = \left[1 - \left(1 - \frac{p}{m}\right)^n\right], \quad (9.3.8)$$

$$E'_K = \frac{E_K}{m} = [1 - (1 - p)^{n/m}]. \quad (9.3.9)$$

По формулам (9.3.8) и (9.3.9) для различных значений m и n (которые выбираются на основе изучения предшествующих операций) могут быть построены графики E'_C и E'_K в зависимости от p . Для частного случая $m = n = 30$ приведен график на рис. 9.4. Видно, что при вероятностях поражения, близких к единице, вариант командного управления позволяет увеличить среднее число уничтоженных средств противника примерно на 25%. При меньших p разность $E'_K - E'_C$ уменьшается и при $p \rightarrow 0$ стремится к нулю. На практике необходимо про-

водить анализ совокупности подобных зависимостей для различных допустимых m и n .

Теперь можно вычислить по формулам (9.3.1—9.3.3) величины эффективностей каждого из вариантов. Если окажется, что

$$\mathcal{E}_k = \frac{\bar{C}_{ок}}{\bar{C}_{ок}} > \mathcal{E}_c = \frac{\bar{C}_{ос}}{\bar{C}_{ос}},$$

то затраты на создание командной системы управления оправданы, в противном случае эти затраты не оправданы. Заметим, однако, что два сравниваемых варианта не исчерпывают всех возможностей так, например, вместо создания системы командного управления имеющиеся средства можно использовать просто для увеличения числа снарядов, оставив метод самонаведения. Тогда нужно будет сравнивать величины E'_k (9.3.9) с величиной

$$E''_c = 1 - \left(1 - \frac{p}{m}\right)^{n_1}, \quad (9.3.6a)$$

причем $n_1 > n$.

Другим возможным вариантом является усовершенствование аппаратуры снаряда с тем, чтобы повысить вероятность поражения p при том же методе самонаведения. Для анализа этого варианта также можно воспользоваться графиком типа изображенного на рис. 9.4. Из рассмотрения этого графика видно, что для приведенного частного случая увеличение вероятности поражения (при условии одинаковых затрат) практически имеет смысл лишь в том случае, когда первоначальное значение p невелико (меньше $p_{кр} \approx 0,72$). Действительно, если первоначальное значение вероятности поражения $p_0 < p_{кр}$ (при этом $E'_k = E'_{k_0}$ и $E'_c = E'_{c_0}$, рис. 9.4), то увеличение вероятности поражения до величины p_1 может обеспечить увеличение E'_c до величины E'_{c_1} . При первоначальной вероятности $p = p_{кр}$ значение E'_k равно максимально возможному значению E'_c , так что дальнейшее увеличение величины p при самонаведении не может быть более эффективным, чем применение командного управления.

Сравнение величин эффективности различных вариантов дает возможность принять решение о разработке одного из них. Если на первом шаге оказалось, что два (или больше) варианта обладают приблизительно одинаковой эффективностью, то, как говорилось ранее, необходимо сделать следующий шаг, к проработке всех этих вариантов, а затем для выбора одного из них — сравнить уточненные значения эффективностей. Характер уточнений, получаемых после проработки системы на следующем шаге проектирования, может быть различным для разных случаев, так, например, разрабатывая варианты системы командного управления, можно уточнить величину стоимости $\bar{C}_{ок}$, или может оказаться, что применение такой системы одновременно

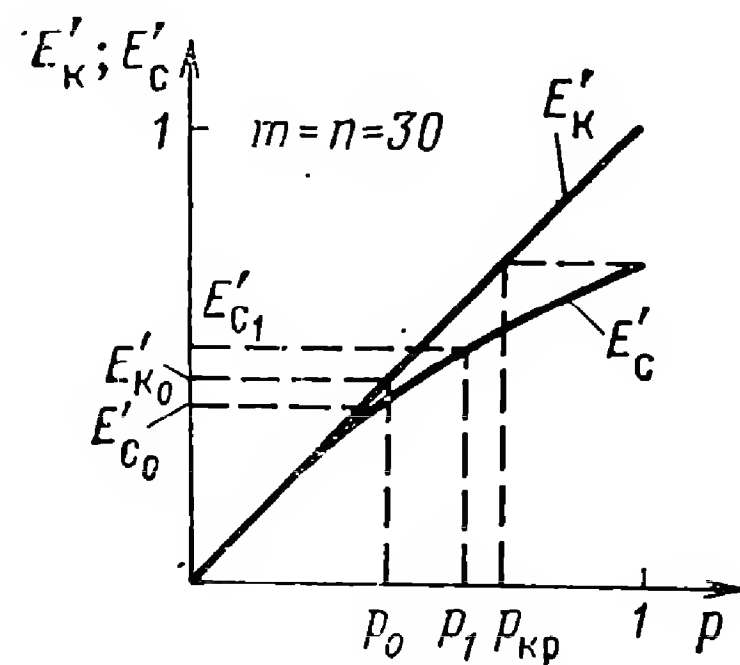


Рис. 9.4. Зависимость среднего числа уничтоженных средств противника от вероятности поражения цели для двух способов управления.

увеличивает вероятность поражения p и т. д. Еще раз подчеркнем, что приведенные выкладки являются лишь иллюстрацией общих методов проектирования и не могут рассматриваться как пример проектирования реальных систем.

§ 9.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДСИСТЕМ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЛЕКСА УПРАВЛЯЕМОГО СНАРЯДА

1. Вероятность поражения. Вероятность поражения удобно непосредственно использовать как критерий качества комплекса на том этапе проектирования, где рассматривается вклад отдельных подсистем и, в частности, подсистем радиоуправления снарядом, в общую эффективность. Вероятность поражения цели является достаточно общим и удобным критерием для сравнения основных тех

н и ч е с к и х х а р а к т е р и с т и к комплексов управления снарядами *).

Из комплексов одинаковой стоимости эффективнее (в смысле критерия 9.2.1) тот, который обеспечивает большую вероятность поражения. Однако, используя такой упрощенный критерий, надо помнить, что при этом не ставится задача создать систему, обеспечивающую максимальную вероятность поражения, так как может оказаться, что вероятность поражения будет повышена за счет увеличения средств, затраченных на создание системы (что, в свою очередь, будет вести

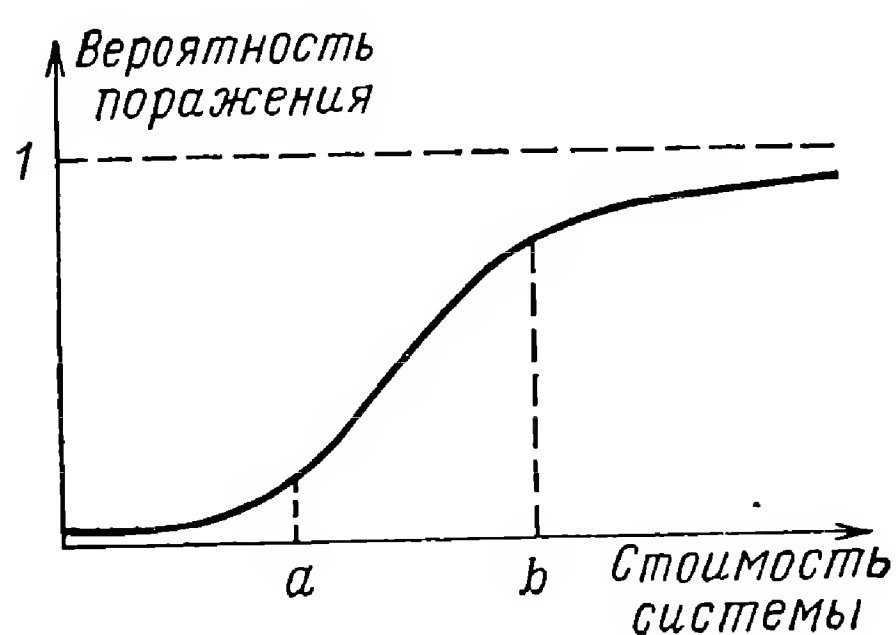


Рис. 9.5. Типичная зависимость вероятности поражения от стоимости системы.

к снижению эффективности). Практическая зависимость вероятности поражения от стоимости системы оказывается нелинейной, причем ход этой зависимости характерен не только для рассматриваемого нами частного случая, но и для любой отрасли техники, где оценивается «полезность» системы как функция вложенных средств. Типичный вид «кривой полезности» (в данном случае — зависимость вероятности поражения от стоимости) приведен на рис. 9.5. Часто подобная зависимость математически описывается так называемой логической кривой [5]. Видно, что приведенную характерную зависимость можно разбить на три участка. При очень малых затратах (часть кривой левее точки a) эффективность вложения средств мала — увеличение стоимости почти не приводит к увеличению вероятности поражения.

*) Здесь, как и в предыдущем параграфе под вероятностью поражения понимается иная величина, чем в гл. 1. Введенная там характеристика (обозначаемая $p_{\text{пор}}$) представляет собой условную вероятность поражения цели при условии, что снаряд выведен в зону атаки (т. е. находится на расстоянии, где происходит подрыв боевой части) и все системы комплекса работают исправно. При оценке эффективности нас интересует безусловная вероятность поражения, которая определяется характеристиками всех подсистем, входящих в состав системы управления. Эту вероятность будем обозначать буквой p_v .

Это означает, что при малых затратах нельзя еще создать системы, практически удовлетворяющей поставленным требованиям. Участок $a - b$ кривой является рабочим — здесь вложение дополнительных средств (усовершенствование системы) дает резкое улучшение характеристик системы, наконец, на участке кривой правее точки b значительное улучшение характеристик требует вложения очень больших средств — это означает, что система уже исчерпала свои технические возможности. Практически выгодно работать где-то вблизи точки b (на пределе технических возможностей)*).

Рассмотрим, какие главные факторы определяют величину вероятности поражения.

Учитывая, что операция уничтожения боевой единицы противника разбивается на ряд этапов — обнаружение, захват и сопровождение цели, вычисление момента старта, пуск и наведение снаряда (см. § 9.1), можем представить событие, состоящее в поражении цели, как совместное осуществление соответствующих элементарных событий и записать полную вероятность поражения в виде произведения вероятностей.

Введем следующие обозначения:

$p_{\text{э}}$ — вероятность поражения цели одним снарядом;

$p_{\text{обн}}$ — вероятность того, что цель своевременно обнаружена в заданном секторе обзора (замечим, что количественное значение термина «своевременно» зависит как от свойств цели, таких как скорость, маневренность, так и от характеристик комплекса, например его оперативности);

$p_{\text{з}}$ — условная вероятность того, что цель захвачена радиовизиром при условии, что она обнаружена**);

$p_{\text{сц}}$ — условная вероятность того, что цель сопровождается в течение всего времени наведения при условии, что она захвачена радиовизиром цели;

$p_t, p_{\text{старт}}$ — вероятности того, что в исправном состоянии находятся соответственно управляющий счетно-решающий прибор и стартовая установка. Считаем эти события статистически не зависимыми между собой и не зависимыми от предыдущих событий;

p_0 — вероятность отказа системы радиоуправления. Для дальнейшего анализа это событие удобно разбить на два — отказ системы из-за неисправности радиоэлектронных устройств (вероятность $p_{\text{отк}}$) и

*) Следует отметить, что последний вывод не всегда справедлив. Действительно, в ряде случаев (например, при отражении ядерного нападения) практически имеет смысл рассматривать лишь те системы, для которых вероятность поражения цели близка к единице. При этом система, обеспечивающая вероятность поражения $p_{\text{э}} = 0,99$ существенно лучше системы, обеспечивающей величину $p_{\text{э}} = 0,9$. Таким образом, в данном случае оказывается выгодным вкладывать дополнительные средства и работать правее точки b на рис. 9.5. В таких ситуациях эффективность удобнее оценивать вероятностью непоражения $1 - p_{\text{э}}$, которую надо минимизировать. Тогда система с $p_{\text{э}} = 0,99$ в десять раз эффективнее, чем та, для которой $p_{\text{э}} = 0,9$.

**) Условие захвата цели подразумевает предварительное опознавание истинной цели на фоне ложных (§ 9.1). Для упрощения записи вероятности правильного опознавания и захвата объединены в обозначение $p_{\text{з}}$.

отказ из-за неисправности остальных звеньев системы радиоуправления (вероятность $p_{\text{неиспр}}$). Тогда вероятность p_o может быть записана в виде

$$p_o = 1 - (1 - p_{\text{отк}})(1 - p_{\text{неиспр}}); \quad (9.4.1)$$

$p_{\text{ун}}$ — вероятность уничтожения противником снаряда (или другого существенного звена системы управления);

$p_{\text{пх}}$ — вероятность нарушения работы системы управления в результате организации противником искусственных радиопомех;

$p_{\text{пор}}$ — условная вероятность поражения цели снарядом, вышедшим в зону атаки.

Используя правила теории вероятностей, получаем

$$p_{\text{э}} = p_{\text{обн}} p_{\text{з}} p_t p_{\text{старт}} p_{\text{сц}} (1 - p_{\text{ун}}) \times \\ \times (1 - p_{\text{отк}})(1 - p_{\text{неиспр}})(1 - p_{\text{пх}}) p_{\text{пор}}. \quad (9.4.2)$$

При оценке качества системы наведения снаряда удобно ввести понятие о вероятности $p_{\text{э1}}$ поражения цели одним выпущенным снарядом

$$p_{\text{э1}} = p_{\text{сц}} (1 - p_{\text{пх}})(1 - p_{\text{ун}})(1 - p_{\text{отк}})(1 - p_{\text{неиспр}}) p_{\text{пор}}. \quad (9.4.3)$$

Таким образом, полная вероятность поражения цели одним снарядом с помощью данного комплекса может быть записана в виде

$$p_{\text{э}} = p_{\text{обн}} p_{\text{з}} p_t p_{\text{старт}} p_{\text{э1}}. \quad (9.4.4)$$

В общем случае эта вероятность будет различной для различных дальностей, возможных боевых зон поражения и типов атакующих средств противника. В качестве примера на рис. 9.6 приведены в зависимости от высоты и дальности цели вероятности поражения различных воздушных целей комплексом зенитного управляемого снаряда [22].

Из формулы (9.4.3) видно, что для того, чтобы вероятность поражения $p_{\text{э1}}$ была равна, скажем 0,9, необходимо обеспечить величины отдельных сомножителей, входящих в (9.4.3), если считать их одинаковыми, не ниже 0,99. Это явление характерно для больших систем. Из-за сложности большой системы обеспечение необходимого качества системы в целом обычно требует высокого качества отдельных подсистем.

В дальнейшем основное внимание будет уделяться радиотехническим подсистемам и устройствам в составе комплекса. Характеристики этих подсистем полностью или частично определяют значения вероятностей $p_{\text{пх}}$, $p_{\text{пор}}$, $p_{\text{обн}}$, $p_{\text{з}}$, $p_{\text{сц}}$, $p_{\text{отк}}$ в формуле (9.4.2). На следующем этапе проектирования эти вероятности будут исходными данными для разработки соответствующих радиотехнических подсистем.

Выражение (9.4.2) показывает, что общая вероятность поражения, а следовательно, и эффективность комплекса, определяется как техническими характеристиками подсистем при условии, что они работают нормально, так и вероятностью безотказной работы, т. е. н а д е ж -

ностью. Под надежностью радиотехнического устройства (элемента, звена, прибора) в общем случае понимают вероятность $p_n = 1 - p_{отк}$ того, что это устройство будет работать безотказно в течение определенного интервала времени Δt в заданных условиях эксплуатации.

Строго говоря, вопросы обеспечения надежности и требуемых технических характеристик подсистем должны решаться совместно. Это обусловлено тем, что, как правило, улучшение технических характе-

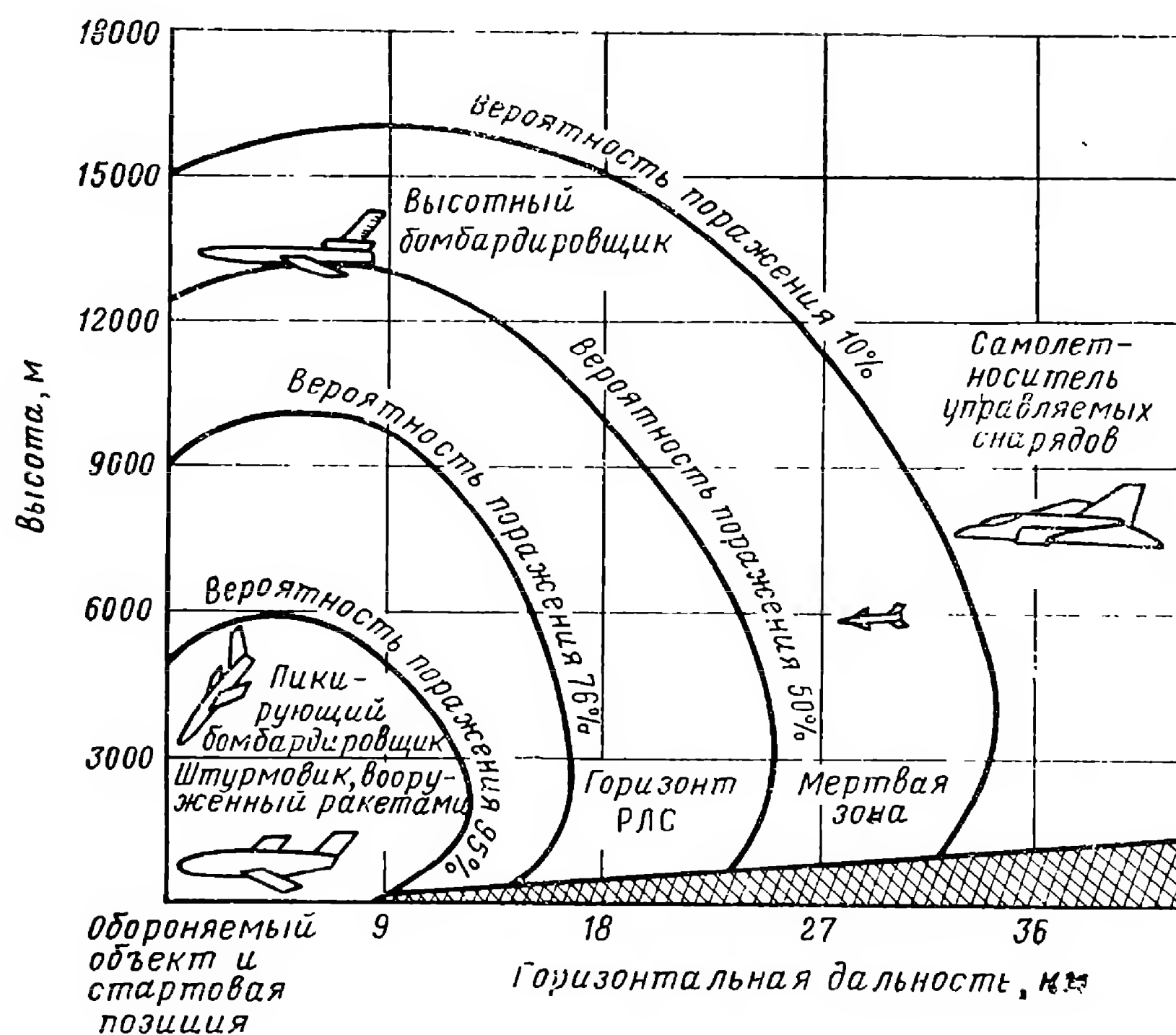


Рис. 9.6. Эффективность комплекса зенитных управляемых снарядов при отражении атаки бомбардировщиков.

ристик системы за счет ее усложнения приводит к уменьшению надежности (при фиксированной стоимости системы). Однако практически эта задача оказывается слишком сложной, так что часто расчет технических характеристик систем проводится отдельно, но при этом в качестве граничного условия априорно задается требуемая величина надежности. Методы обеспечения надежности в настоящее время разработаны достаточно подробно. В литературе освещаются также вопросы расчета надежности сложных систем [96].

Повышение надежности при заданных технических характеристиках системы (т. е. при заданной степени сложности) может обеспечиваться целым рядом мер различного характера, из которых основными являются следующие:

- применение более надежных элементов систем: узлов, приборов и т. д., использование более совершенной технологии изготовления и контроля качества продукции;

- выбор такой структуры комплекса в целом, которая обеспечивает повышенную надежность, т. е. использование резервирования,

управляющих вычислительных машин, отыскивающих неисправность в системе, и т. д.;

— правильная техническая эксплуатация — проведение периодических проверок, регламентных работ и т. д.

Вопрос о том, как правильно сочетать эти методы, решается на основе анализа выражения для эффективности систем в целом, т. е. выбирается вариант, в котором дополнительные затраты на обеспечение надежности дают максимальный эффект.

§ 9.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЛЕКСА

Вернемся к рассмотрению формулы (9.4.2). Уточнение величин вероятностей $p_{обн}$, p_z , $p_{пор}$, $p_{сц}$ производится в процессе внутреннего проектирования, когда конкретизируется структура подсистем, входящих в комплекс. Для перехода к этому этапу проектирования, кроме построения соответствующих частных моделей и выбора частных критериев, необходимо уточнить характеристики внешних воздействий или среды, в которой действует система. Под термином «среда» в системотехнике понимается совокупность внешних условий, определяющих эффективность системы, но не находящихся в распоряжении проектировщика. Нас, в основном, будут интересовать те воздействия, которые влияют на работу комплекса через радиотехнические подсистемы, входящие в него. Задание характеристик этих воздействий на этапе внешнего проектирования производится на основе анализа существующих комплексов и прогнозирования изменений, обусловленных развитием техники. Мы не сможем охватить все возможные аспекты этого вопроса и затронем лишь главные из них.

Для проектирования радиотехнических систем, вообще говоря, необходимо учитывать всю совокупность внешних условий. Так, для проектирования радиовизира цели необходимо знать, например, скорость, маневренность цели и т. д. Типы атакующих средств, на поражение которых рассчитывается комплекс (низколетящая цель, высотный бомбардировщик, баллистическая ракета), также оказываются существенными при проектировании радиотехнических подсистем. Так для низколетящей цели одним из главных факторов становится отражение радиосигналов от Земли, которым можно пренебречь в случае, когда цель — баллистическая ракета. Это еще один пример необходимости системного подхода при проектировании подсистем.

Условия эксплуатации радиосистем также являются весьма существенными. Иногда система, обеспечивающая заданные технические характеристики, оказывается непригодной для работы в комплексе именно потому, что не удовлетворяет эксплуатационным требованиям. Эти требования могут быть самыми разнообразными: система должна работать в условиях заданного перепада температур, давлений, влажностей, в условиях повышенной радиации, должна выдерживать механические воздействия (вибрации, удары), должна обладать заданным

энергопотреблением, габаритами, весами. Особенно жесткими эти требования оказываются для аппаратуры, устанавливаемой на борту летательного аппарата.

Весьма существенным являются радиолокационные свойства целей. Количественно они характеризуются эффективной площадью рассеяния цели (ЭПР) $\sigma_{\text{ц}}$, определяемой как коэффициент пропорциональности между мощностью вторичного излучения P_2 и плотностью потока энергии, облучающей цель Π_1 ; $P_2 = \sigma_{\text{ц}} \Pi_1$. Очевидно, что чем больше, при прочих равных условиях, эффективная площадь рассеяния, тем больше мощность отраженного сигнала на входе приемника радиолокационной системы и, следовательно, тем больше предельная дальность обнаружения и сопровождения. Таким образом, величина эффективной площади рассеяния в значительной степени определяет значения вероятностей $p_{\text{обн}}$, $p_{\text{сц}}$, $p_{\text{з}}$, входящих в формулу (9.4.2). Величина эффективной площади рассеяния зависит от типа цели и ее ракурса. Поскольку ракурс цели случайным образом меняется во времени, эффективная площадь рассеяния представляет собой случайный процесс. Для расчетов обычно оказывается достаточным знание закона распределения и спектра флуктуаций ЭПР. Эти данные получают чаще всего экспериментальным путем*). Для приближенных оценок иногда ограничиваются получением средних значений ЭПР. Конкретные величины средних значений ЭПР определяются типом цели и могут лежать в пределах от 1500 м^2 (для крупного корабля) до $0,2 \text{ м}^2$ (для головной части баллистической ракеты) [69].

Снижение величины эффективной площади рассеяния приводит к уменьшению дальности обнаружения, так что на организацию перехвата остается слишком мало времени.

Как уже отмечалось, в системе определенного ранга изменение характеристик одних подсистем (систем более низкого ранга) влечет за собой изменение характеристик других подсистем. Так, уменьшение дальности обнаружения из-за уменьшения ЭПР цели требует соответствующего увеличения скоростей перехватчиков.

На рис. 9.7 приведена зависимость требуемой скорости перехватчика от дальности обнаружения при радиусе обороняемой зоны 185 км и скорости цели, равной 6 км/сек [69]. Из графика видно, что при сокращении дальности обнаружения в два раза (уменьшения ЭПР в 16 раз)

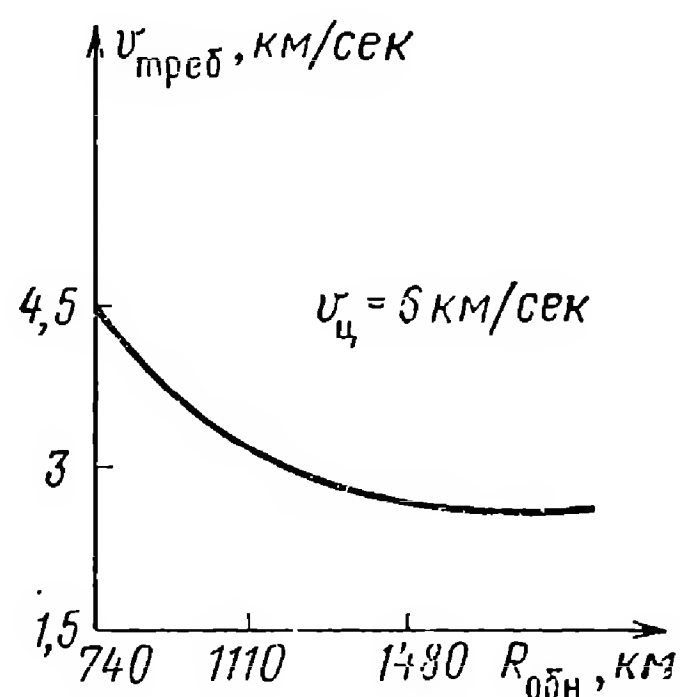


Рис. 9.7. Зависимость требуемой скорости перехватчика от дальности обнаружения.

*) Вообще говоря, для разработки систем военного применения нужно располагать данными об ЭПР целей противника, которых может не быть в распоряжении проектировщика. Однако основные характеристики ЭПР цели сильно изменяются лишь при изменении типа цели (бомбардировщик, истребитель, управляемый снаряд того или иного класса), а для данного типа цели приблизительно одинаковы. Это позволяет использовать для экспериментов аналогичные типы «своих» целей.

требуемая скорость перехватчика возрастает примерно в полтора раза.

Наконец существеннейшим внешним фактором, определяющим работу радиоподсистемы и всего комплекса в целом, являются помехи, в особенности организованные. Вопросы действия помех на радиозвенья систем управления уже рассматривались в гл. 3. С точки зрения оценки работы системы в целом, эффективность применения противником помех того или иного вида может оцениваться по изменению величины эффективности комплекса в целом. При технических расчетах удобнее пользоваться упрощенными частными критериями, например, эффективность применения помехи может характеризоваться уменьшением количества информации, извлекаемой или передаваемой радиосистемой, при организации помехи того или иного вида [70]. Действие организованных помех не только определяет вероятность $p_{\text{пх}}$ (формула 9.4.2), но и влияет на вероятности $p_{\text{обн}}$, $p_{\text{сц}}$, $p_{\text{з}}$, уменьшая их величины.

Для борьбы с организованными помехами в комплексе, помимо чисто радиотехнических мер (рассмотренных в гл. 3), могут использоваться меры системного характера — например, применение специальных снарядов для уничтожения постановщиков помех. С другой стороны, проектировщик комплекса должен предусмотреть в его составе наличие средств организации помех, затрудняющих работу радиоэлектронных средств противника. Средства организации помех, являющиеся одной из подсистем комплекса, будут увеличивать его эффективность.

§ 9.6. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА В СИСТЕМЕ

Участие человека-оператора в процессе функционирования системы является довольно распространенной особенностью современных систем. Как и параметры любой другой подсистемы, характеристики оператора влияют на характеристики системы в целом, и в какой-то мере определяют эффективность последней. Поэтому проектировщик системы должен располагать данными о свойствах оператора. Задачи, решаемые оператором в системе, при всем их многообразии, могут быть разбиты на два класса — логические и «рефлексивные» [7]. В решении первых активно участвуют процессы мышления, решение вторых основано на выработке автоматизма поведения, иначе говоря, осуществляется на основе выработанного условного рефлекса.

Как пример рефлексивного управления рассмотрим систему командного управления (КРУ-II) с телевизионной камерой, установленной на борту снаряда. Подобная система может использоваться, например, для наведения планирующей бомбы на неподвижную цель [97]. Телевизионное изображение цели передается на командный пункт, где оператор с помощью ручного датчика команд управляет положением снаряда в пространстве таким образом, чтобы изображение цели было совмещено с центром телевизионного экрана. Следовательно, в данном случае человек-оператор может рассматриваться как отдельное звено системы управления. Входными переменными этого звена являются

значения приборных аналогов координат цели относительно центра экрана, а выходными — положение органов управления датчиков команд.

Рассматриваемый пример является частным случаем взаимодействия человека со сложным автоматическим комплексом, предназначенным для решения определенной тактической задачи.

Для изучения характеристик работы замкнутого контура необходимо найти зависимости, связывающие входные и выходные переменные звена «Человек-оператор». В случае, когда используется линейная модель, задача сводится к определению передаточной функции звена. Эта задача решается путем обработки результатов эксперимента, в котором одновременно записывается временной процесс, который предлагается оператору для отслеживания, и процесс, являющийся результатом отслеживания, с выхода датчика команд [73]. Полученная в одном из экспериментов передаточная функция звена «Человек-оператор» имеет следующий вид:

$$\Phi_{\text{оп}}(p) = \frac{\kappa_0 e^{-p\tau} (1 + pT_1)}{(1 + pT_2)(1 + pT_3)}. \quad (9.6.1)$$

Как видно из этой формулы, звено «оператор» эквивалентно звену задержки на время τ и двум инерционным звеньям с постоянными времени T_2 и T_3 . Способность оператора реагировать не только на величину входного воздействия, но и на скорость изменения его, учитывается наличием множителя $(1 + pT_1)$ в числителе (9.6.1).

Как показывают эксперименты, линейная модель не может дать адекватного описания поведения человека-оператора. В реакции человека на заданное воздействие имеется некоторая непредсказуемая (случайная) составляющая. Для учета этой особенности человека-оператора производится добавление к выходу звена некоторого шума, параметры которого также рассчитываются по результатам эксперимента.

Функциональная схема системы управления с оператором приведена на рис. 9.8. Из описания принципа работы оператора следует, что если камера закреплена на корпусе снаряда, то реализуется метод прямого наведения (совмещение продольной оси снаряда с направлением на цель), эффективный при поражении медленнодвижущихся целей (гл. 1). На рис. 9.8 подробно раскрыто звено «Человек-оператор», расчет и конкретный вид передаточных функций остальных звеньев системы рассматривался в предыдущих главах (рис. 1.37, б).

Рассогласование $\vec{\epsilon}$, представляющее собой угол между направлением на цель и осью снаряда, преобразуется в звене «Телевизионная радиолиния» в линейное отклонение изображения цели от центра экрана \vec{L}_ϵ . Оператор на основе визуального наблюдения \vec{L}_ϵ формирует командное напряжение \vec{u}_k для управления снарядом. Поскольку наличие звена «оператор» может существенно повлиять на характеристики контура в целом (ухудшить качество регулирования, уменьшить запас устойчивости), предусмотрено включение дополнительного корректи-

рующего звена, на выходе которого формируется напряжение \vec{u}_k'' передаваемое с помощью командной радиолинии на управляемый снаряд.

Следует подчеркнуть, что приведенная выше передаточная функция $\Phi_{оп}(p)$ не является единственно возможной и пригодной во всех случаях. Форма математического выражения передаточной функции существенно зависит от вида отслеживаемого процесса (шум или квазирегулярный процесс), от степени тренированности оператора, его физического состояния, условий внешней среды. Иногда линейная модель оказывается вообще не применимой — при этом в характеристики эквивалентного звена приходится вводить соответствующие нелинейные зависимости (насыщение, зону нечувствительности).

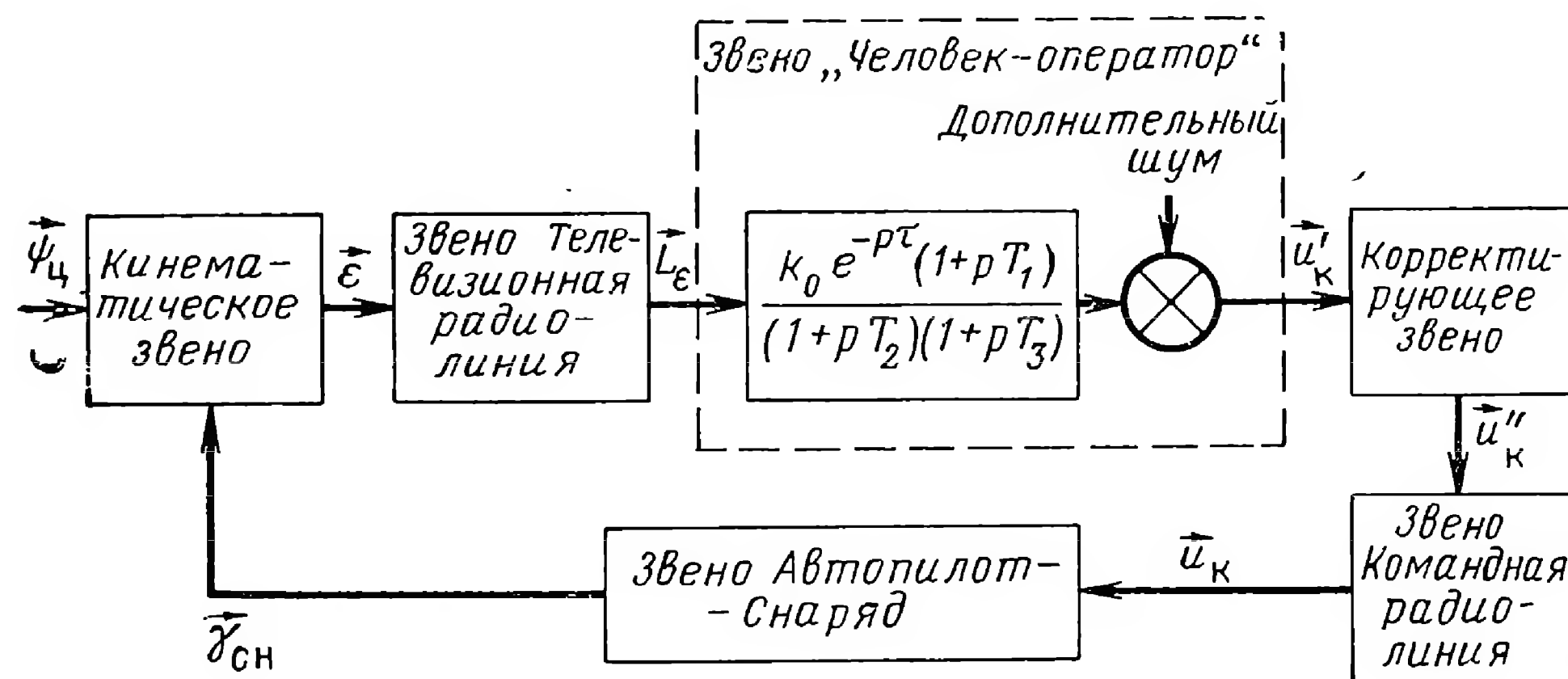


Рис. 9.8. Функциональная схема системы командного управления с человеком-оператором.

Способность к адаптации (приспособление человека-оператора к разнообразным условиям обстановки и типам систем) делает задачу адекватного математического описания его поведения необычайно сложной, но именно эта способность к адаптации, возможность действовать в непредвиденных ситуациях, часто при наличии неполной информации, и делает человека-оператора незаменимым звеном современной сложной системы.

В рассматриваемом примере главной задачей, возложенной на оператора, следует считать не непосредственно процесс наведения снаряда на цель — (это легко выполняется с помощью автоматов), а логический анализ ситуации, например выбор цели, поражаемой в первую очередь (при наличии группы целей), или смена цели в процессе наведения.

Таким образом, именно возможность успешного решения логических задач в трудно формализуемых ситуациях обуславливает необходимость использования оператора в составе системы. Задачи «рефлексивного» управления практически всегда выступают в роли подчиненных, сопутствующих задач логического управления. Поскольку большая часть задач «рефлексивного» управления решается автоматами (машинами), то первостепенное значение приобретает проблема согласования оператора с машиной.

Для этого необходимо располагать характеристиками оператора в режиме решения логической задачи. Эти характеристики, разумеется, не могут быть описаны с помощью передаточных функций. В подобных ситуациях, особенно тогда, когда ограничено время для принятия решения, начинает заметно сказываться случайный характер поведения оператора. Некоторые исследователи для описания работы оператора в режиме решения логических задач используют аппарат теории игр [73, 98]. Для получения экспериментальных данных о поведении оператора применяются специальные тесты. Эффективность действия оператора в составе системы человек — машина определяется не только личными качествами оператора, но и тем, какая (по смыслу), в каком количестве и в какой форме информация будет поступать в его распоряжение. Все эти вопросы должны быть решены при построении системы отображения информации. Ясно, например, что, с одной стороны, слишком большое количество информации, предлагаемой оператору для обработки, будет перегружать его внимание и затруднять принятие решения. С другой стороны, слишком малое количество информации будет сказываться на качестве принимаемого решения, поскольку многие данные не будут учтены. Слишком большой темп выдачи информации приведет к тому, что оператор не будет успевать воспринимать ее, а при малом темпе выдачи происходит притупление внимания оператора. Перечень вопросов, касающихся построения систем отображения, можно легко продолжить.

Изучение характеристик поведения человека-оператора в составе системы человек — машина при выполнении операции, разработка мер по увеличению эффективности работы оператора в комплексе, решение вопроса об оптимальном распределении функций между оператором и автоматическими устройствами и оптимальном построении систем отображения составляет содержание интенсивно развивающегося в настоящее время научного направления — инженерной психологии [5, 71, 72, 98].

§ 9.7. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ

Практически математические модели систем*), соответствующих большинству ступеней иерархии, оказываются настолько сложными, что на получение аналитических результатов практически не остается никаких надежд. Поэтому в практике проектирования значительное место занимают численные методы. Возможны два способа использования численных методов. Один из способов (его можно условно назвать способом вычисления конечного результата) заключается в том, что аналитическими методами определяются формульные зависимости характеристик, интересующих исследователя, от параметров входных воздействий и математической модели системы, затем после подстановки в полученные формулы конкретных значений параметров вычисляются величины этих характеристик.

*) Имеется в виду определение, введенное в § 9.3 (см. также примечание на стр. 427).

Так, например, численным интегрированием интеграла Дюамеля находится реакция линейной системы на заданное воздействие, численное интегрирование выражения (1.5.7) позволяет найти дисперсию на выходе при заданной спектральной плотности входного возмущения, численное определение корней характеристического уравнения дает возможность решить вопрос об устойчивости системы и т. д.

Другим способом применения численных методов при проектировании и исследовании систем является **м о д е л и р о в а н и е**. При моделировании системы требуемый результат получается путем непосредственного применения вычислительных операций, определяемых математической моделью системы, к входным воздействиям, заданным в численном виде. Вычислительное устройство, выполняющее необходимые математические операции, можно назвать физической моделью системы. Способ моделирования системы часто является более выгодным по сравнению со способом вычисления конечного результата. Объясняется это тем, что, во-первых, при моделировании нет необходимости в получении аналитического выражения для искомого результата — в случае достаточно сложной системы эта задача может оказаться неразрешимой, во-вторых, одна и та же физическая модель позволяет решать широкий класс задач, относящихся к данной системе. В том случае, когда задачей исследования является получение статистических характеристик выходных процессов, входные воздействия формируются с помощью генераторов случайных процессов (датчиков случайных чисел), затем, в результате многократного повторения моделирования, на выходе системы получается случайная выборка выходного процесса, после чего производится статистическая обработка полученной выборки с целью получения оценок требуемых характеристик. Этот метод исследования систем получил в литературе название метода Монте-Карло [74]. Практически моделирование может осуществляться с помощью аналоговых или цифровых вычислительных машин.

При моделировании на аналоговых вычислителях входные воздействия и процессы, происходящие в системе, отождествляются с некоторым физическим параметром, чаще всего — напряжением, при этом физическая модель представляет собой электронную систему, в которой электрические процессы описываются уравнениями, соответствующими математической модели исследуемой системы. Каждая математическая операция (интегрирование, нелинейное преобразование и т. д.) выполняется отдельными функциональными узлами, соединение которых в определенном порядке и образует физическую модель системы. В качестве основных функциональных элементов в аналоговой модели используются операционные усилители. Достоинством машин-аналогов является, во-первых, сравнительно малое время решения задачи независимо от ее сложности (при этом возможно получение решения либо в реальном масштабе времени, либо в замедленном или ускоренном масштабе), во-вторых, наглядность связи моделируемых процессов с реальными. Последнее обстоятельство является немаловажным, поскольку стимулирует проявление инженерной интуиции, играющей

существенную роль при проектировании. К недостаткам аналоговых моделей можно отнести низкую точность вычислений, достигающую до нескольких процентов, и трудности, связанные с долговременным хранением большого числа данных. Кроме того, поскольку каждая операция выполняется отдельным функциональным узлом, решение очень сложных задач с помощью аналоговых вычислителей оказывается практически невозможным.

В цифровых машинах входные воздействия и исследуемые процессы представляются в виде последовательности чисел, с которыми производятся арифметические операции, соответствующие математической модели. При этом интегрирование заменяется суммированием, дифференцирование — вычислением конечных разностей и т. д. При моделировании непрерывных процессов следует учитывать, что цифровая модель определяет результат лишь в дискретных точках, и соответственно необходимо выбирать интервал дискретизации так, чтобы вносимая погрешность не превышала заданной величины. Все операции в цифровой модели осуществляются последовательно в едином арифметическом устройстве. Цифровая модель обеспечивает высокую точность решения, которая ограничивается, в основном, точностью введения входных данных. В цифровой машине достаточно просто осуществляется запоминание и длительное хранение большого объема информации. Недостатком цифровых машин является то, что время, необходимое для решения, в некоторых случаях может оказаться большим, чем в аналоговых машинах, причем необходимое время возрастает с увеличением сложности задачи и повышением точности вычислений. Следует отметить, что этот недостаток цифровых машин преодолевается по мере разработки дискретных элементов, обладающих большим быстродействием.

Стремление объединить преимущества цифровых и аналоговых вычислителей — высокую точность первых и быстродействие вторых, привело к появлению нового направления в моделировании — созданию моделей, построенных на основе цифровых дифференциальных анализаторов [75]. Цифровой дифференциальный анализатор представляет собой отдельный функциональный блок, предназначенный для выполнения одной операции (как операционный усилитель в аналоговой модели), но вычисления в нем выполняются в цифровой форме, что позволяет увеличить их точность. Как и в аналоговом вычислителе, модель «набирается» путем соединения в определенном порядке необходимого числа функциональных блоков.

К моделированию приходится прибегать практически на всех этапах проектирования. Каждая математическая модель может исследоваться с помощью моделирования. Тип вычислительного устройства, используемого для моделирования, в каждом конкретном случае определяется содержанием и степенью сложности задачи.

На этапе проектирования большой системы моделирование является практически единственным инструментом исследования и выполняется с помощью универсальных цифровых машин. Можно сказать, что именно развитие цифровой вычислительной техники обеспечило возможность практического использования принципов системотехники

при проектировании. Такие этапы проектирования, как определение вклада отдельных подсистем в эффективность большой системы, обоснование требований к этим подсистемам также выполняются с помощью моделирования на цифровых вычислительных машинах.

Применение ЭВМ позволяет на начальных этапах проектирования сразу учесть большое количество данных, оценить влияние многих факторов на эффективность системы и тем самым сократить число вариантов, принимаемых к дальнейшей разработке, и уменьшить число обратных связей, корректирующих первоначальную модель (§ 9.3). Все это способствует сокращению сроков и удешевлению процесса проектирования. Вопросам моделирования в настоящее время посвящена обширная литература (например [65, 74]). Поэтому лишь кратко остановимся на некоторых аспектах этого вопроса, имея в виду этап проектирования системы радиуправления снарядом.

В качестве математической модели системы управления используется структурная схема замкнутого контура автоматического регулирования.

Характеристиками внешних воздействий, необходимыми для исследования контура управления, являются параметры движения цели по измеряемой координате (например, по углу визирования). Модель движения цели может быть различной в разных случаях — квазирегулярное движение со случайными коэффициентами, случайное перемещение, движение, описываемое суммой регулярного и случайного перемещений. Кроме того, должны быть заданы необходимые характеристики помех и точки их приложения к контуру.

Для исследования замкнутых контуров широкое применение нашли аналоговые модели.

Задачами исследования замкнутого контура системы радиуправления прежде всего являются: определение устойчивости системы регулирования; анализ ошибок управления и наведения.

На основе исследования контура должны быть установлены оптимальные передаточные функции отдельных звеньев системы управления. Кроме того, бывает необходимым проверить, не получились ли результаты, противоречащие исходным предположениям, например, не оказались ли возмущения в некоторой точке системы настолько большими, что линейное приближение несправедливо. Если такое нарушение имеет место, необходимо уточнить модель, вводя соответствующие нелинейные зависимости.

В отдельных случаях используются гибридные аналого-цифровые методы моделирования, позволяющие сочетать достоинства каждого из методов. Например, при определении статистических характеристик процесса на выходе системы регулирования методом Монте-Карло система регулирования может моделироваться на аналоговом вычислителе, а запоминание выборочных данных и вычисление статистических оценок производится в цифровой машине. Укрупненная блок-схема такой модели показана на рис. 9.9 [74].

Установка работает следующим образом. Генератор шума имитирует помехи, воздействующие на контур управления. Напряжение шума подается в соответствующие точки аналоговой машины. Напря-

жение, являющееся аналогом исследуемого параметра (координаты снаряда, его скорости и т. д.), подается на блок дискретизации и квантования. В этом блоке получается дискретная по времени выборка исследуемого процесса, после чего каждое выборочное значение напряжения преобразуется в цифровой код и поступает в цифровую вычислительную машину. Здесь с выборочными значениями производятся операции, необходимые для получения заданной статистической характеристики (среднего, дисперсии и т. д.). Блок управления генерирует импульсы начала и конца работы для модели, создает импульсные последовательности, необходимые для работы аналого-цифрового преобразователя, контролирует объем выборки и т. д.

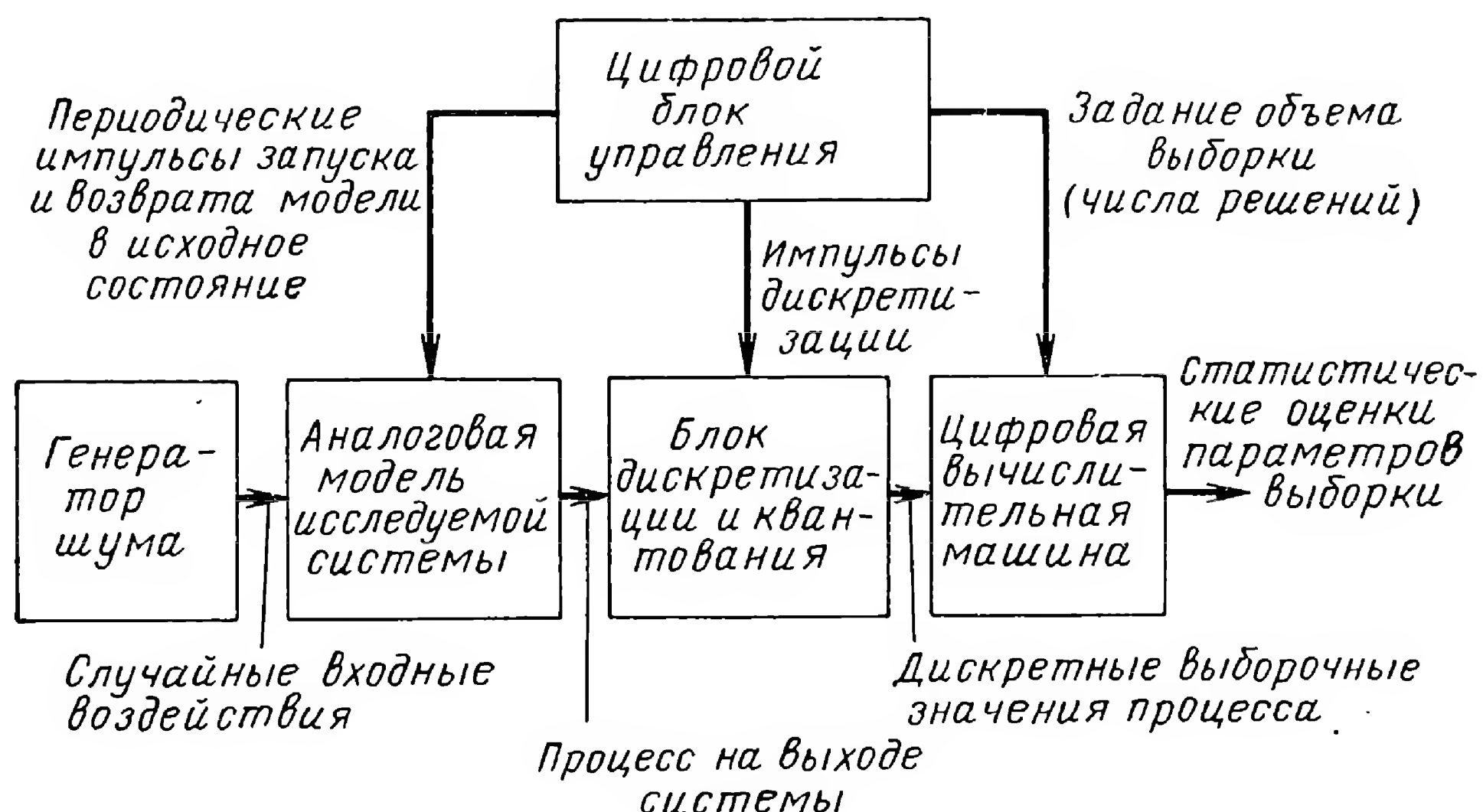


Рис. 9.9. Функциональная схема установки для получения статистических характеристик процесса методом Монте-Карло.

Применение аналоговых машин очень удобно для осуществления так называемого полунатурного моделирования, когда часть звеньев представляет собой реальные устройства, а другие — моделируются. Полунатурное моделирование позволяет проводить испытание отдельных устройств без запуска управляемого объекта, что значительно удешевляет проектирование. Кроме того, разработка математической модели отдельных устройств в некоторых случаях является настолько сложной задачей, что оказывается проще включить в модель реальное устройство, имитируя реальные воздействия на него. Это относится, в частности, к радиотехническим устройствам, входящим в контур управления (радиозвеньям), при действии на них достаточно сложных помех (модулирующих, организованных). На рис. 9.10 приведена функциональная схема модели для моделирования действия организованных помех и флуктуаций отраженного сигнала на систему самонаведения, соответствующая структурной схеме, изображенной на рис. 6.18. Все звенья, кроме радиотехнических, здесь моделируются с помощью аналоговой вычислительной машины. Величина рассогласования с точки a модели подается в блок формирования сигнала, где

формируются радиоимпульсы, огибающая которых модулируется синусоидой с частотой сканирования, причем глубина модуляции пропорциональна величине рассогласования $\epsilon_{\text{сн}}$. Для того, чтобы фаза напряжения частоты сканирования изменялась на 180° при переходе величины рассогласования через нуль, в блоке формирования сигнала используется балансный модулятор. Для имитации флюктуаций отраженного сигнала предусмотрена дополнительная модуляция радиоимпульсов напряжением, получаемым с шумового генератора.

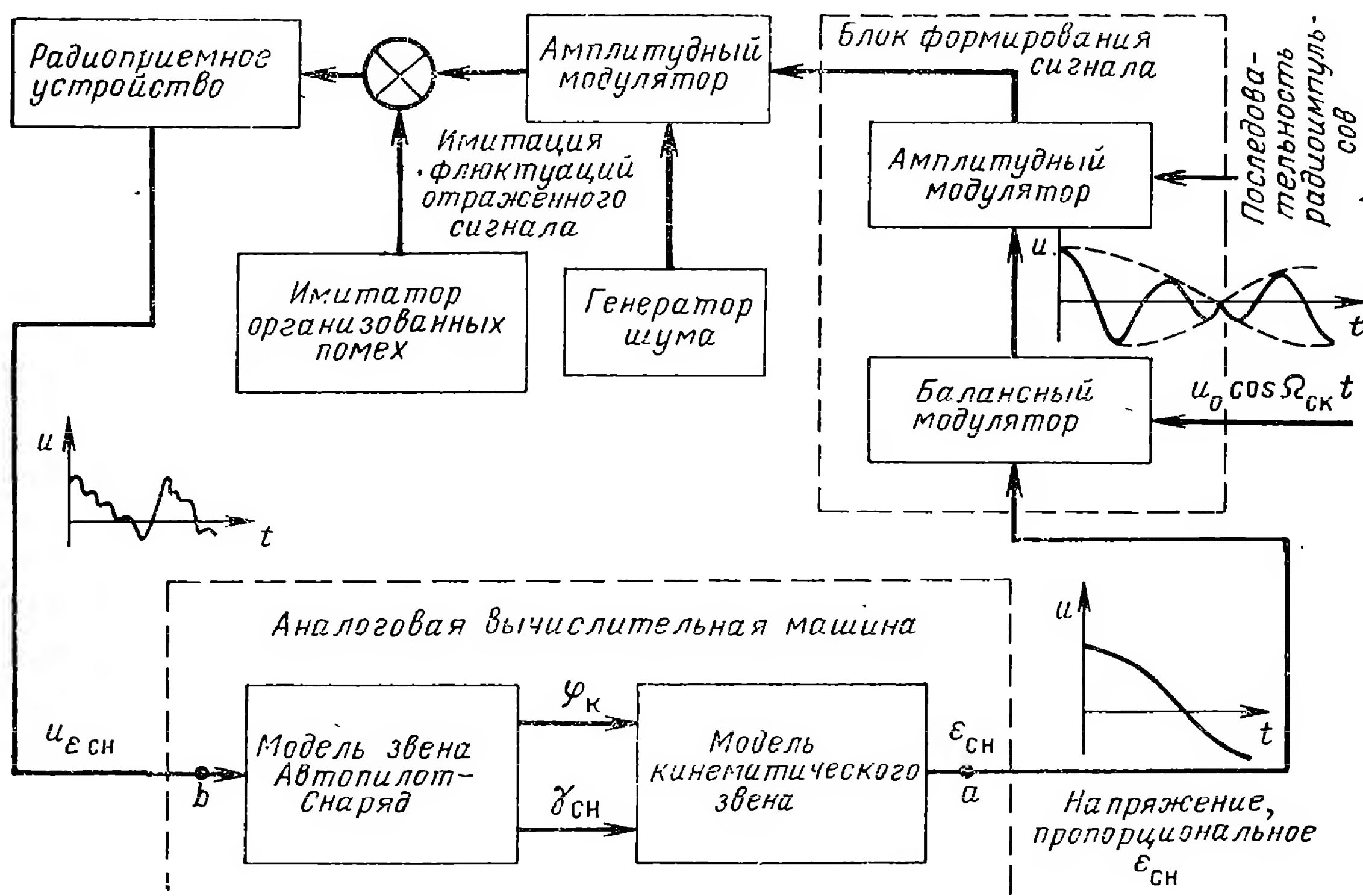


Рис. 9.10. Функциональная схема полунатурной модели системы самонаведения с учетом организованных помех и флюктуаций отраженного сигнала.

Далее сформированный сигнал суммируется с сигналом, имитирующим организованную помеху, и поступает на вход приемника. Командное напряжение $u_{\epsilon_{\text{сн}}}$ с выхода приемника подается в точку b модели, таким образом контур замыкается.

Методы моделирования могут с успехом использоваться и при изучении работы отдельных радиотехнических устройств, при воздействии на них помех. Достаточно полное изложение этих методов можно найти в [99].

§ 9.8. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

После исследования замкнутого контура системы управления начинается этап проектирования звеньев, составляющих контур, — снаряда и отдельных его частей (корпуса, двигателя, автомата стабилизации), счетно-решающих приборов и радиозвеньев — радиoliniй и

их элементов. Здесь мы уделим внимание проектированию радиоустройств систем управления.

Частные модели этих устройств, на основе которых производится анализ влияния их характеристик на работу контура, на этом этапе конкретизируются в виде функциональных схем. Необходимо выбрать длины волн для всех радиолиний, диаграммы направленности антенн, мощности передатчиков, методы модуляции и способы обработки принимаемого сигнала.

Соответствующие методы расчета и примеры приведены в предыдущих главах книги.

Требования, которым должны удовлетворять радиоустройства, входящие в систему управления, формулируются на этапе разработки радиотехнических систем. К ним относятся, например, обеспечение заданной передаточной функции, величины спектральной плотности шума на выходе радиозвена, допустимое изменение коэффициента передачи, параметры скрытности и помехоустойчивости и др.

После исследования контура управления могут быть заданы характеристики внешних воздействий, прежде всего характеристики сообщений, которые передаются по радиолинии, и характеристики помех, воздействующих на нее. Характеристиками сообщений являются:

- физический вид входных и выходных величин в радиозвеньях;
- характер их изменения во времени — частотный спектр или корреляционная функция (диапазон занимаемых частот);
- плотность распределения вероятностей (динамический диапазон).

В командных радиолиниях входной величиной является сообщение, подлежащее передаче. Это сообщение представляет собой сигнал команды, который задается обычно в виде электрического напряжения (тока) или в виде механического перемещения (рычага или вала).

В радиозвеньях радиотеленаведения и самонаведения входной величиной можно считать рассогласование между требуемым и действительным движением снаряда. В радиозвеньях визирования в качестве входных следует рассматривать визируемые величины (угловые координаты, дальность и скорость полета). В радиозвеньях передачи данные сообщения могут иметь самый различный физический вид: напряжение, механическое перемещение, давление и т. д.

Существенным для всех радиозвеньев систем управления снарядами является то, что входные величины представляют собой такую функцию времени, ширина частотного спектра которой, как правило, не превышает нескольких герц, причем в некоторых случаях необходимо учитывать и наличие постоянной составляющей. Такая ширина частотного спектра в общем случае определяется характеристиками движения управляемого снаряда, цели и пункта управления.

Существенной характеристикой входной величины является также и возможный динамический диапазон ее значений. Обычно ставится условие, чтобы в пределах этого диапазона обеспечивалась линейность характеристики радиозвена. При этом необходимо иметь в виду, что входные величины в радиозвеньях систем управления,

как правило, могут принимать как отрицательные, так и положительные значения.

Знание спектра и динамического диапазона входных величин является необходимым для правильного выбора ряда параметров радиоканала и сигналов, используемых для передачи (частот манипуляции, поднесущих частот, периода повторения импульсов, характеристик диаграммы направленности антенны и т. д.).

Необходимый физический вид выходной величины радиозвена зависит от характеристик тех устройств, которые в контуре управления подключены к выходу радиозвена. Наиболее типичными выходными величинами являются: непрерывный электрический сигнал постоянного тока, соотношение временных интервалов, временной интервал, угол поворота вала, промодулированное по амплитуде и фазе напряжение переменного тока определенной частоты и символы двоичного кода.

В некоторых случаях к каналам радиоуправления может быть дополнительно предъявлено требование об ограничении максимальной величины командного сигнала на выходе радиоприемного устройства. Иногда на радиотехнические устройства возлагают дополнительные функции по обеспечению необходимых характеристик контура в целом, например, компенсация изменения коэффициента усиления в кинематическом звене с помощью потенциометра дальности в радиоприемном устройстве. Примеры выбора параметров радиолиний на основе этих данных приведены в главах, посвященных рассмотрению конкретных способов радиоуправления.

Особенностью расчета радиоустройств, работающих в контуре управления, является необходимость учитывать, помимо характеристик входных и выходных величин, и другие данные, обусловленные спецификой систем радиоуправления, например, возможные траектории полета снаряда, возможные значения углов тангажа и курса и максимальные дальности управления. Знание углов тангажа и курса и возможных траекторий полета снаряда при разработке радиотехнических средств является необходимым прежде всего для правильного выбора диаграмм направленности приемной и передающей антенн. Дальность управления (при выбранных диаграммах направленности) определяет минимально необходимые значения мощности радиопередающих устройств. Не зная траектории полета, нельзя также установить, в каких условиях происходит распространение радиоволн и, следовательно, нельзя учесть возможности возникновения и степень влияния интерференционных и рефракционных явлений.

При проектировании на этапе расчета устройств необходимо помнить, что выбор тех или иных конкретных параметров влияет на работоспособность комплекса в целом. По мере проектирования надо возвращаться к предыдущему этапу для того, чтобы повторить расчет с учетом уточнений и новых вариантов, появляющихся в процессе разработки. Так, например, такой узко радиотехнический вопрос, как выбор необходимой мощности передатчика в активной системе самонаведения, требует комплексного рассмотрения. С одной стороны, увеличение мощности передатчика приводит к увеличению дальности

действия снаряда, что позволяет атаковать противника на дальних подступах к обороняемому объекту и, следовательно, уменьшает вероятность прорыва к нему атакующих средств, но, с другой стороны, увеличение веса аппаратуры и топлива (для обеспечения большей дальности) может потребовать уменьшения веса боевого заряда, что вызовет уменьшение вероятности поражения.

Инженер-проектировщик должен помнить, что даже, казалось бы, незначительные изменения в блоке, который он проектирует, могут привести к заметным изменениям характеристик комплекса. Так, например, в [100] показано, что характер паразитных искажений в модуляторе РЛС обнаружения существенным образом может повлиять на вероятность правильного обнаружения цели. Оказывается, что высокая частота пульсации при этих искажениях более предпочтительна с точки зрения функционирования РЛС в целом. Вопросы, подобные этому, возникают при проектировании любого радиоустройства, и правильно разрешить их может инженер, не ограничивающийся только знанием своего блока.

После того, как обоснованы основные принципы работы радиолинии, выбраны методы модуляции, рабочая длина волны и т. д., производится составление функциональных схем отдельных устройств, входящих в радиолинию. Следующим этапом является разработка принципиальных схем и расчет их электрических параметров.

Развитие микроэлектроники существенно меняет в настоящее время характер этого этапа проектирования. Имея в распоряжении большое количество стандартных субблоков, таких как УПЧ, УПТ, всевозможные импульсные схемы, инженер имеет возможность отказаться от расчета отдельных принципиальных схем*) и уделить основное внимание системным вопросам. Ему необходимо правильно обосновать требования к отдельным устройствам и выбрать те, которые подходят по характеристикам. Можно сказать, что микроэлектроника явилась той материальной базой, на основе которой оказалось возможным внедрение системного подхода в радиотехнику.

Кроме того, использование принципов микроминиатюризации, особенно при разработке бортовых устройств систем управления, позволяет реализовать новые, более совершенные формы сигналов и методы их обработки, практическое выполнение которых раньше не было возможным из-за больших габаритов, весов, значительного энергопотребления и малой надежности.

После проработки элементов и узлов в процессе макетирования разрабатывается конструкция устройств. Следует отметить, что конструктивные соображения необходимо принимать во внимание еще на этапе разработки принципиальных схем — при выборе основных элементов: ламп, транзисторов, модульных элементов, интегральных схем.

*) Конечно, при расчете устройств частного применения необходимость в расчете принципиальной схемы остается.

На этапе конструкторской разработки радиоустройств необходимо учитывать следующие эксплуатационные требования:

а) Общие условия эксплуатации, транспортировки и хранения аппаратуры летательного аппарата и аппаратуры пункта управления. Особое значение здесь имеют климатические и высотные условия, а также осевые, вибрационные и ударные перегрузки, которые должны выдерживаться бортовой аппаратурой снаряда.

Так, например, аппаратура, устанавливаемая на зенитных снарядах, должна надежно работать на высотах, достигающих 20—40 км, а аппаратура космических аппаратов — в условиях космического пространства.

Эксплуатация аппаратуры может производиться при изменениях окружающей температуры от $- (50—60)$ до $+ (60—70)^{\circ}\text{C}$ при высокой относительной влажности окружающего воздуха.

Наконец, бортовая аппаратура снаряда может подвергаться вибрационным перегрузкам, достигающим значений, равных десяткам g , причем частоты могут достигать десятков килогерц, и осевым перегрузкам, до значений десятков g при маневрах снаряда.

б) Максимально допустимые веса и габариты бортовой аппаратуры, а также условия размещения этой аппаратуры и антенн на летательном аппарате.

Условия размещения, как правило, являются весьма жесткими. Во многих случаях разработка подходящих антенных устройств представляет собой сложную техническую задачу. Особенно существенным является требование, чтобы антенна не нарушала аэродинамических свойств снаряда. В космических аппаратах для повышения энергетического потенциала линии могут использоваться антенны значительной площади, которые при выводе аппарата в сложенном состоянии закрываются обтекателями, а затем разворачиваются после выхода на орбиту.

в) Место установки, допустимые веса и габариты аппаратуры пункта управления. Конкретные требования здесь весьма различны для самолетной, корабельной и наземной аппаратуры.

г) Время, необходимое для подготовки к действию отдельно для бортовой аппаратуры и для аппаратуры пункта управления.

д) Время непрерывной работы отдельно для бортовой аппаратуры и для аппаратуры пункта управления.

После разработки конструкции и изготовления отдельных устройств производятся испытания и доработка (по результатам испытаний) подсистем, входящих в комплекс. Окончательная проверка осуществляется при комплексных испытаниях. Данные, полученные в процессе испытаний, позволяют уточнить первоначальные оценки эффективности комплекса.

Важность задач, решаемых радиоэлектронными средствами, и сам по себе объем этих средств в составе большой системы управления обуславливает необходимость и важность роли радиоинженера при про-

ектировании подобных систем. Радиоинженер, участвующий в разработке комплекса, должен обладать широким кругозором не только в области радиотехники, но и во многих других смежных областях. Он должен ясно представлять себе, как и какие характеристики радиотехнических систем влияют на основные параметры комплекса, какие ограничения на технические возможности комплекса в целом накладывают входящие в него радиотехнические системы.

Необходимо помнить, что характеристики радиосистем и радиоустройств управления важны не сами по себе, а только в той мере, в какой они обеспечивают оптимальные показатели комплекса, и соответственно с этим вести их проектирование.

СПИСОК ОСНОВНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М., «Сов. радио», 1962.
2. Бычков С. И. и др. Космические радиотехнические комплексы. М., «Сов. радио», 1967.
3. Гитис Э. И., Данилович Г. А., Самойленко В. И. Техническая кибернетика, М., «Сов. радио», 1968.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы, т. I, II. М., «Сов. радио», 1971.
5. Гуд Г. Х., Макол Р. Э. Системотехника. Введение в проектирование больших систем. М., «Сов. радио», 1962.
6. Гуткин Л. С. и др. Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. М., «Сов. радио», 1968.
7. Гуткин Л. С., Пестряков В. Б., Типугин В. Н. Радиоуправление. М., «Сов. радио», 1970.
8. Доброленский Ю. П., Иванова В. И., Поспелов Г. С. Автоматика управляемых снарядов. М., Оборонгиз, 1963.
9. Казарин Ю. М. и др. Радиотехнические системы. М., «Сов. радио», 1968.
10. Кочетков В. Т., Половко А. М., Пономарев В. И. Теория систем телеуправления и самонаведения ракет. М., «Сов. радио», 1962.
11. Максимов М. В., Горгонов Г. И. Радиоуправление ракетами. М., «Сов. радио», 1964.
12. Назаров И. В., Кувшинов Б. И., Попов О. В. Теория передачи сигналов. М., «Связь», 1970.
13. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Я. Д. Ширмана. М., «Сов. радио», 1970.
14. Тепляков И. М. Радиотелеметрия. М., «Сов. радио», 1966.
15. Типугин В. Н., Вейцель В. А. Радиоуправление. М., «Сов. радио», 1962.

СПИСОК ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

16. Калашников Е. В. Разведка и целеуказание. М., Воениздат, 1967.
17. Бургес Э. Управляемое ракетное оружие. М., Изд-во иностранной литературы, 1958.
18. Петровский В. И., Пожидаев О. А. Локаторы на лазерах. М., Воениздат, 1969.
19. Локк А. С. Управление снарядами. М., Физматгиз, 1958.
20. Марисов В. И., Кучеров И. К. Управляемые снаряды. М., Воениздат, 1959.
21. Крысенко Г. Д. Управление реактивными снарядами. Воениздат, 1960.
22. Мерилл Г., Гольдберг Г., Гельмгольц Р. Исследование операций. Боевые части. Пуск снарядов. М., Изд-во иностранной литературы, 1959.
23. Космические траекторные измерения. Под ред. Агаджанова П. А., Дулевича В. Е., Коростелева А. А. М., «Сов. радио», 1969.
24. Инженерный справочник по космической технике. Под ред. Солодова А. В. М., Воениздат, 1969.
25. Берснев И. П., Легостаев В. П. Система управления автоматической станцией «Луна-9». — «Космические исследования», т. IV, 1968, вып. 4.
26. Жаков А. М., Пигулевский Ф. А. Управление баллистическими ракетами. М., Воениздат, 1965.
27. Уилон А. Свободный полет баллистической ракеты. — «Вопросы ракетной техники», 1960, № 7.

28. Алексеев А. И., Шереметьев А. Г., Тузов Г. И., Глазов Б. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов. М., «Наука», 1969.
29. Кресснер Г. Н., Михаелс Дж. В. Введение в системы космической связи. М., «Связь», 1967.
30. Петрович Н. Т., Камнев Е. Ф. Вопросы космической радиосвязи. М., «Сов. радио», 1965.
31. Калашников Н. И. Системы связи через ИСЗ. М., «Связь», 1969.
32. Сиверс А. П. Основы космической радиоэлектроники. М., «Сов. радио», 1969.
33. Стирнс Э. Космическая навигация. М., Воениздат, 1966.
34. Яворский Б. М., Детлаф А. А. Справочник по физике. М., «Наука», 1964.
35. Айзенберг Г. З. Коротковолновые антенны. М., «Связь», 1964.
36. Современная радиолокация. Пер. с англ. Под ред. Кобзарева Ю. Б. М., «Сов. радио», 1969.
37. Колосов М. А., Арманд Н. А., Яковлев О. И. Распространение радиоволн при космической связи. М., «Связь», 1969.
38. Цифровые методы в космической связи. Под ред. Голомба С. М., «Связь» 1969.
39. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Сов. радио», 1966.
40. Тузов Г. И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. М., «Сов. радио», 1967.
41. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М., Госэнергоиздат, 1956.
42. Левин Б. Р. Статистическая радиотехника, т. I, II. М., «Сов. радио», 1968, 1969.
43. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М., Физматгиз, 1965.
44. Харкевич А. А. Спектры и анализ, ГИТТЛ, 1957.
45. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М., «Сов. радио», 1969.
46. Статистическая теория связи. Под ред. Балакришнана. М., «Мир», 1967.
47. Воздушно-космическая телеметрия. Пер. с англ. Под ред. Трофимова К. Н. М., Воениздат, 1968.
48. Петров В. П., Сочивко А. А. Управление ракетами. М., Воениздат, 1959.
49. Доу Р. Б. Основы теории современных снарядов. М., «Наука», 1964.
50. Конструирование управляемых снарядов. Под ред. Пакета А. Е., Рамо С., М., Воениздат, 1963.
51. Гуткин Л. С. Принципы радиоуправления беспилотными объектами. М., «Сов. радио», 1959.
52. Справочник по основам радиолокационной техники. Под ред. Дружинина В. В., М., Воениздат, 1967.
53. Управление космическими летательными аппаратами. Пер. с англ. Под ред. Лебедева А. А., М., «Машиностроение», 1967.
54. Дудко Г. К., Резников Г. Б. Доплеровские измерители скорости и угла сноса самолета. М., «Сов. радио», 1964.
55. Белавин О. В. Основы радионавигации. М., «Сов. радио», 1967.
56. Распространение ультракоротких волн. Пер. с англ. Под ред. Шиллерова Б. А. М., «Сов. радио», 1954.
57. Зубкович С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М., «Сов. радио» 1968.
58. Бобнев М. П., Криwickий Б. Х., Ярлыков М. С. Комплексные системы радиоавтоматики. М., «Сов. радио», 1968.
59. Крысенко Г. Д. Современные системы ПВО. М., Воениздат, 1966.
60. Ченг Р. К. Управление космическим аппаратом «Сервейер» на конечном участке посадки на Луну. — Экспресс-информация. Астронавтика и ракетодинамика, № 26, 1966.

61. Чейнг Р. К., Меридит К. М., Конрад Д. А. Система управления космическим аппаратом «Сервейер». — Экспресс-информация. Астронавтика и ракетодинамика, № 18, 1967.
62. Фрид В. Р. Радиолокационная станция непрерывного излучения с частотной модуляцией для одновременного измерения трех составляющих скорости и высоты. — «Зарубежная радиоэлектроника», № 11, 1964.
63. Davies W. P. and oth. Height Measurement in Supersonic Aircraft. — «Journal of Institute Navigation», 1966, 19, № 1, p. 56—82.
64. Честнат Г. Техника больших систем. М., «Энергия», 1969.
65. Уилсон А., Уилсон М. Информация, вычислительные машины и проектирование систем. М., «Мир», 1968.
66. Диксон Дж. Проектирование систем: изобретательство, анализ и принятие решений. М., «Мир», 1969.
67. Морз Ф. М., Кимбелл Д. Е. Методы исследования операций. М., «Сов. радио», 1956.
68. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969.
69. Степанов Ю. Г. Противорадиолокационная маскировка. М., «Сов. радио», 1968.
70. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., «Сов. радио», 1968.
71. Бобнева М. И. Техническая психология. М., «Наука», 1966.
72. Мейстер Д., Рабидо Дж. Инженерно-психологическая оценка при разработке систем управления. М., «Сов. радио», 1970.
73. Современная теория систем управления. Под ред. Леондеса К. Т. М., «Наука», 1970.
74. Корн Г. Моделирование случайных процессов на аналоговых и аналого-цифровых машинах. М., «Мир», 1968.
75. Шилейко А. В. Цифровые модели. М., «Энергия», 1964.
76. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флюктуационных помехах. М., «Сов. радио», 1972.
77. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. М., «Сов. радио», 1970.
78. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. М., Воениздат, 1951.
79. Алексеев К. Б., Бебенин Г. Г. Управление космическим летательным аппаратом. М., «Машиностроение», 1964.
80. Берже М. Радиовзрыватели. — «Вопросы радиолокационной техники», 1952, вып. 1 (7).
81. Татарченко А. Е. Управляемые снаряды и ракеты. М., Изд-во ДОСААФ, 1962.
82. Криксунов Л. З., Усольцев И. Ф. Инфракрасные устройства самонаведения управляемых снарядов. М., «Сов. радио», 1963.
83. Морозов П. В. Управляемое ракетное оружие. Воениздат, 1961.
84. Бортовые радиолокационные системы. Пер. с англ. Под ред. К. Н. Трофимова. М., Воениздат, 1964.
85. Клайн А., Мур В. Идеи и методы расчета, используемые при разработке цепей фазовой синхронизации. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1967, № 4.
86. Справочник по космонавтике. Под ред. Кондратьева Н. Я., Одинцова В. А., М., Воениздат, 1966.
87. Джонсон Р., Каст Ф., Розенцвейг Д. Системы и руководство. М., «Сов. радио», 1971.
88. Томас П. Г. Радиолокационная станция многоцелевого назначения для тактического самолета. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1968, № 3.
89. Кронмиллер Дж., Багдади И. Основные принципы построения и характеристики системы для точного измерения расстояния и скорости. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1966, № 10.
90. Barabush Arthur Radar Designed to Control Lunar Landings. — «Aviation Week and Space Technology», 1961, 9/1, p. 93—95.
91. Хансен, Стефенсон. Связь на расстояниях сотен миллионов миль. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 8.

92. Сильвестров С. Д., Лазарев В. М., Корниенко А. И., Паншин М. И. Точность измерения параметров движения космических аппаратов радиотехническими методами. М., «Сов. радио», 1970.
93. Лебедев А. А., Соколов В. Б. Встреча на орбите. М., «Машиностроение», 1969.
94. «Правда», 8 июля 1971.
95. Соболев Н. А. Лазеры и их будущее. М., «Атомиздат», 1968.
96. Ушаков И. А., Козлов Б. А. Справочник по расчету надежности. М., «Сов. радио», 1966.
97. Мюллер Ф. Телеуправление. М., Изд-во иностранной литературы, 1957.
98. Справочник по системотехнике. Под ред. Р. Маколя. М., «Сов. радио», 1970.
99. Биков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М., «Сов. радио», 1971.
100. Кук М., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М., «Сов. радио», 1971.
101. Гуткин Л. С. Современная радиоэлектроника и ее проблемы. М., «Сов. радио», 1968.
102. Латухин А. Н. Боевые управляемые ракеты. М., Воениздат, 1968.
103. Вентцель Е. С. Введение в исследование операций. М., «Сов. радио», 1967.
104. Намияс М. Наука и оборона. М., «Мир», 1969.
105. Кринецкий Е. И. Системы самонаведения. М., «Машиностроение», 1970.
106. Бергер. Особенности измерения скорости с использованием эффекта Доплера. — «Вопросы радиолокационной техники. 1958, № 2 (44), стр. 3—1970.
107. Spilker J. Delay—Lock Tracking of Binary Signals. IEEE Trans. on SET, 1963, SET—9, № 1.

Разворот координированный 44
 Ракета баллистическая 75
 Рулевое управление декартовое 43, 44, 197
 — — полярное 44

 Самонаведение 4, 36, 37, 303
 Секстант 66
 Селекция сигнала 187, 188
 Сигнал командный 49
 — оптимальный 214
 — псевдослучайный 155, 156, 157, 231, 233
 — равноудаленный 214
 — составной 195, 196
 — стабилизирующий 49
 — тактовый 246, 280
 — управляющий 49, 53
 Сила аэродинамическая 41, 43, 46
 — гравитации 81, 82
 — управляющая 41
 Силовой привод 50, 53
 Синтезатор точных частот 121, 123
 Система большая 5, 417
 — иерархическая 417, 420
 — координат 12, 13, 15
 — — геодезическая 79, 80
 — — геоцентрическая экватори-
 альная 78
 — — земная 12
 — — измерительная 13, 14, 23
 — — инерциальная 13, 78
 — — орбитальная 79
 — — правая 12
 — — связанная 12
 — ориентации лунной станции 93
 — траекторных измерений много-
 пунктная 124, 125
 Система управления астроинерциаль-
 ная 67
 — — астронавигационная 66
 — — инерциальная 67
 — — программная гироскопиче-
 ская 66
 Системотехника 417
 Скорость воздушная 52
 — истинная 52
 — космическая 84
 — передачи информации 424
 — сближения с целью 17
 Скручивание осей координат 14, 64, 66
 Скрытность 183
 Слово кадровой синхронизации 206, 208,
 — кодовое 200, 203, 228
 Снаряд управляемый дистанцион-
 ный 68
 — — как звено контура управле-
 ния 47
 — —, комплекс 30, 31

— — крестокрылый 41, 43
 — —, передаточное число 50
 — — плоскокрылый 41, 44
 — —, рули 41, 42, 44, 45
 — —, структурная схема движения 47, 48, 49
 — — ударный 68, 71
 — —, элементы 8
 Срыв слежения 363
 Стыковка 99, 100
 «Сход» с траектории 11, 18

 Температура шумовая 117, 118, 119
 Терминальное управление 354
 Торможение 389
 Траектория снаряда 10, 11, 14, 21, 22
 — движения КА 78, 85, 86, 89
 —, сопряжение 40
 —, «трубка» параметров 108, 109
 —, угол наклона 13
 —, — —, фугоидные колебания 49

 Угол атаки 13, 19, 43
 — запуска 86
 — крена 12, 44, 48
 — тангажа 12, 80
 — упреждения 15
 Угловая чувствительность антен-
 ны 275, 288, 319
 Уплотнение каналов 227, 246
 Уравнение сил 45

 Фарадея эффект 116
 Фильтр согласованный 208—210
 Функция автокорреляционная 151, 152, 155, 156, 209
 Формула радиолокации 349, 375

 Характеристика дискриминационная 157, 158
 Хэмминга расстояние 204

 Частота Допплера 104, 107, 123
 — преобразования 135
 — рабочая 109, 110
 — собственных колебаний 47
 Частотомер 136, 137, 141
 Человек-оператор 441

 Шумы амплитудные и угловые 343—348
 — квантования 207, 208
 Шумовая полоса эквивалентная 63

 Эклиптика 78
 Элевон 54
 Элемент орбиты 85
 Элерон 42, 44, 54
 Энергетическое отношение 111
 Эффективная площадь рассеяния 367, 439

О Г Л А В Л Е Н И Е

Введение	3
--------------------	---

ГЛАВА ПЕРВАЯ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ СНАРЯДАМИ

§ 1.1. Общие сведения об управляемых снарядах	6
§ 1.2. Траектории полета и методы наведения	8
1. Этапы наведения управляемого снаряда на цель (8). 2. Требования к траекториям полета (9). 3. Системы координат (11). 4. Методы наведения управляемых снарядов (14). 5. Визирование целей и управляемых снарядов (27).	
§ 1.3. Способы управления снарядами	30
1. Комплекс управляемого снаряда и системы радиоуправления (30). 2. Способы радиоуправления (32).	
§ 1.4. Управляемый снаряд	41
1. Способы создания поперечного ускорения снаряда (41). 2. Передаточные функции управляемого снаряда (45). 3. Автопилот (49). 4. Контур стабилизации снаряда (53).	
§ 1.5. Особенности систем радиоуправления снарядами как замкнутых следящих систем	57
§ 1.6. Автономное нерадиотехническое управление	66
§ 1.7. Вероятность поражения цели и требования к точности систем управления	68
1. Факторы, определяющие вероятность поражения цели (68). 2. Требования к точности системы управления (73).	

ГЛАВА ВТОРАЯ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

§ 2.1. Космические аппараты	75
§ 2.2. Траектории движения космических аппаратов	78
1. Системы координат (78). 2. Виды траекторий КА (80). 3. Выбор траекторий (85).	
§ 2.3. Управление космическими аппаратами	90
1. Задачи и способы управления (90). 2. Командно-измерительные комплексы космических аппаратов (101).	
§ 2.4. Особенности космических радиолиний	104
1. Условия работы радиолиний КИК (104). 2. Выбор диапазона частот (109). 3. Определение энергетического потенциала радиолинии (111). 4. Вхождение в связь и слежение за сигналом (120).	
§ 2.5. Контроль траектории КА	124
1. Обработка траекторной информации в КИК (124). 2. Требуемая точность измерений (129).	
§ 2.6. Радиосистемы траекторных измерений	134
1. Измерение радиальной скорости (134). 2. Измерение дальности (147). 3. Измерение угловых координат и их производных (161).	

ГЛАВА ТРЕТЬЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ.

§ 3.1. Основные виды радиопомех	170
§ 3.2. Расчет помехоустойчивости радиозвеньев	175
1. Основные определения (175). 2. Анализ помехоустойчивости в случае «малых» ошибок (176). 3. Анализ помехоустойчивости при наличии «больших» (аномальных) ошибок (177). 4. Использование методов теории оптимальных систем при расчете помехоустойчивости радиозвеньев (180).	
§ 3.3. Способы повышения помехозащищенности систем радиоуправления	183

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ		
КОМАНДНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ		189
§ 4.1.	Системы командного радиоуправления	189
§ 4.2.	Основные сведения о командных радиополосах	190
	1. Виды радиоконанд и командных радиополос (190). 2. Обобщенная функциональная схема КРЛ (191). 3. Уплотнение и разделение каналов в КРЛ (194). 4. Структура сигналов в КРЛ. Составные сигналы (194).	
§ 4.3.	Характерные особенности КРЛ различного назначения и требования к ним	197
§ 4.4.	Цифровые методы передачи команд	200
	1. Формирование и прием кодовых слов (200). 2. Корректирующие коды (202). 3. Структура сигналов в цифровых КРЛ (203). 4. Передача аналоговых команд по цифровым радиополосам (206).	
§ 4.5.	Синхронизация в цифровых командных радиополосах	208
§ 4.6.	Помехоустойчивость КРЛ при цифровых методах передачи команд	212
	1. Оптимальный прием дискретных сигналов (212). 2. Помехоустойчивость КРЛ при посимвольном приеме и приеме «в целом» (218).	
§ 4.7.	Командные цифровые радиополосы с проверочной обратной связью	222
§ 4.8.	Цифровые командные радиополосы	227
	1. Цифровые КРЛ управления снарядами (227). 2. Цифровые КРЛ систем управления космическими аппаратами (230).	
§ 4.9.	Аналоговые методы передачи команд. Аналоговые КРЛ	237
	1. Вводные замечания (237). 2. Радиополосы ШИМ-ЧМн-АМ (240). 3. Радиополосы ВМ (ИВС)-АМ (246).	
§ 4.10.	Помехоустойчивость аналоговых командных радиополос	251
	1. Реальная помехоустойчивость командных радиополос ШИМ-ЧМн-АМ и ВМ-АМ (251). 2. Использование результатов теории оптимального синтеза. (255). 3. Воздействие на радиополосу ВМ(ИВС)-АМ шумовой помехи (257). 4. Воздействие на радиополосу ВМ (ИВС)-АМ организованной помехи в виде хаотической последовательности импульсов (ХИП) (261).	
§ 4.11.	Структурные схемы и оценка точности командных систем при сле- дящем управлении	266
ГЛАВА ПЯТАЯ		
РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЕ		272
§ 5.1.	Системы радиотеленавещения	272
§ 5.2.	Система наведения по радиолучу	273
	1. Состав аппаратуры и принцип действия (273). 2. Особенности управления на стартовом участке (277). 3. Структурная схема контура управления (278).	
§ 5.3.	Радиополосы управления по радиолучу	280
	1. Функциональная схема радиополосы (280). 2. Ошибки управления, определяемые радиополосами. Выбор основных параметров радиополос (286).	
§ 5.4.	Системы радиотеленавещения в плоскости	291
	1. Системы наведения по радиозоне (291). 2. Временная импульсная система радиотеленавещения (297)	
ГЛАВА ШЕСТАЯ		
САМОНАВЕДЕНИЕ		303
§ 6.1.	Системы самонавещения	303
	1. Виды систем самонавещения (303). 2. Области применения систем самонавещения (305). 3. Начальные этапы управления снарядом. Минимально необходимая дальность самонавещения (306).	
§ 6.2.	Функциональные и структурные схемы радиотехнических головок самонавещения	308
	1. Головки самонавещения для малоподвижных целей (309). 2. Головки самонавещения для быстро движущихся целей (311). 3. Внутренние контуры головок самонавещения (314).	
§ 6.3.	Визеры цели в головках самонавещения	316
	1. Импульсный радиовизер со сканирующей антенной (316). 2. Моноимпульсные радиовизеры (320). 3. Радиовизеры с непрерывным излучением (325). 4. Пассивные тепловые визеры (328).	

§ 6.4. Контур управления самонаводящимся снарядом	332
1. Структурные схемы контуров самонаведения (332). 2. Основные характеристики контура самонаведения. Мертвая зона управления (336). 3. Методы анализа действия возмущений на систему самонаведения (339).	
§ 6.5. Естественные помехи в радиоканалах систем самонаведения . .	343
1. Угловые и амплитудные шумы (343). 2. Влияние угловых шумов на точность системы самонаведения (343). 3. Влияние амплитудных шумов на точность системы самонаведения (344). 4. Влияние внутренних шумов приемного тракта на максимальную дальность действия систем самонаведения (348). 5. Другие помехи (350).	

ГЛАВА СЕДЬМАЯ АВТОНОМНОЕ РАДИОУПРАВЛЕНИЕ 352

§ 7.1. Принципы и области применения автономного радиоправления	352
§ 7.2. Измерительные устройства систем автономного радиоправления	357
1. Принципы построения бортовых радиоизмерителей скорости, высоты и опорных направлений. Представление измерителей в виде радиозвеньев (357).	
2. Принципы построения совмещенных и комплексированных измерительных средств (364). 3. Ошибки бортовых радиоизмерителей, работающих по радиосигналам от протяженных рассеивающих поверхностей (367). 4. Требования к радиоизмерителям систем автономного радиоправления (374).	
§ 7.3. Автономное радиоправление атмосферными летательными аппаратами	377
§ 7.4. Автономный радиоконтроль эллиптических орбит искусственных спутников планет	385
§ 7.5. Автономное терминальное радиоправление космическими аппаратами	389

ГЛАВА ВОСЬМАЯ РАДИОТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. РАДИОВЗРЫВАТЕЛИ 396

§ 8.1. Назначение и структура радиотелемеханических систем	396
§ 8.2. Радиовзрыватели	401

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ ОБЩИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ 414

§ 9.1. Постановка задачи проектирования. Принципы системного подхода	414
§ 9.2. Критерии эффективности систем	421
§ 9.3. Модели систем	426
§ 9.4. Характеристики подсистем, определяющие эффективность комплекса управляемого снаряда	434
§ 9.5. Характеристики внешней среды, определяющие эффективность комплекса	438
§ 9.6. Особенности работы человека-оператора в системе	440
§ 9.7. Применение методов моделирования при проектировании	443
§ 9.8. Проектирование устройств системы управления	448
Список основной литературы	454
Список дополнительной литературы	454
Предметный указатель	458